



# Conception d'antennes et méthode de caractérisation des systèmes RFID UHF en champ proche et en champ lointain

Aline Coelho De Souza

## ► To cite this version:

Aline Coelho De Souza. Conception d'antennes et méthode de caractérisation des systèmes RFID UHF en champ proche et en champ lointain. Autre. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT095 . tel-01253745

**HAL Id: tel-01253745**

**<https://theses.hal.science/tel-01253745>**

Submitted on 11 Jan 2016

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

### DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radiofréquence**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Aline COELHO DE SOUZA**

Thèse dirigée par **Tan Phu VUONG**

codirigée par **Yvan DUROC** et

co-encadrée par **Alexandre LUCE**

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC** en collaboration avec  
le **Laboratoire nationale de métrologie et d'essais**  
dans l'**École Doctorale EEATS**

## Conception d'antennes et méthode de caractérisation des systèmes RFID UHF en champ proche et en champ lointain

Thèse soutenue publiquement le **07 octobre 2015**,  
devant le jury composé de :

**M. Ke WU**

Professeur, Ecole Polytechnique de Montréal, Président

**M. Tuami LASRI**

Professeur, Université de Lille, Rapporteur

**M. Philippe PANNIER**

Professeur, Université d'Aix-Marseille, Rapporteur

**Mme. Thi Ngoc Yen PHAM**

Professeur, Institut de Polytechnique de Hanoi, Membre

**M. Anthony GHIOTTO**

Maître de conférences, Université de Bordeaux, Membre

**M. Tan Phu VUONG**

Professeur, Grenoble INP, Directeur de thèse

**M. Yvan DUROC**

Professeur, Université Claude Bernard Lyon 1, Co-directeur de thèse

**M. Alexandre LUCE**

Ingénieur, LNE, Co-encadrant de thèse





*A*

*Ma mère, Mon père, Ma sœur et Mon frère*

*A*

*Mon époux*

*A*

*Tous ceux qui me sont chers...*



# Remerciements

Merci Dieu.

Je voudrais remercier Monsieur Tan Phu Vuong pour toutes ces années d'orientation, de collaboration, et d'apprentissage. Je suis très reconnaissante des opportunités qu'il m'a offertes pendant mon parcours universitaire. Un grand Merci à mon co-directeur de thèse Monsieur Yvan Duroc pour toute l'attention et conseils avisés qu'il a apporté à mes travaux. Je tiens aussi à remercier Monsieur Alexandre Luce pour toute son attention, son suivi, ses conseils, ainsi que la liberté et la confiance qu'il a porté sur mon travail en mettant toujours à ma disposition les moyens nécessaires pour mener à bien ce travail de thèse.

Je remercie Monsieur Jacques Perdereau pour avoir participé à ce projet et de l'avoir initié au sein du LNE en collaboration avec l'IMEP-LAHC. J'ai été heureuse qu'il puisse assister à la concrétisation de ce travail. Je remercie également Madame Marianne Ramaz de s'être déplacée à l'occasion de ma soutenance.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Claude Tétetlin qui a participé et suivi mes travaux des recherche, pour ses avis toujours pertinents et constructifs sur le point de vue scientifique et industriels. Je voudrais également remercier les membres du jury d'avoir accepté de participer au jury de thèse, et tout particulièrement Messieurs Tuami Lasri et Philippe Pannier d'avoir accepté le rôle de rapporteur.

Je remercie très vivement tous les membres du laboratoire que j'ai pu côtoyer, qui ont contribué directement, ou indirectement à cette thèse. Un merci très spécial à Monsieur Nicolas Corrao qui m'a beaucoup appris et aidé sur les réalisations expérimentales que l'on a dû mener pendant ma thèse Je remercie également les différents post-doctorants, doctorants, ingénieurs de recherche et stagiaires, l'équipe RFM pour avoir su créer au cours de ces trois années une ambiance de travail des plus agréable et détendue.

Un merci très sincère et toute ma gratitude au Professeur João Viana.

Bien sûr, je tiens à remercier tous mes amis et copains pour les bon moments de détente Diana, Vincent, Bruno, Flora, Vitor, Luciana, Ana, Ines, Farid, ...

Un grand merci tout particulier à mon cher époux Bertrand pour tout son support, sa compréhension, sa patience, son aide et sa présence indispensable à mes cotés

A ma belle et aimée famille qui a toujours cru en moi, pour son irremplaçable et inconditionnel soutien. Malgré toute la distance physique, ils ont été et sont toujours à mes côtes en train de me soutenir, me pousser et m'encourager dans les moments importants de ma vie. Obrigada papai e mamãe por todo amor, confiança e sacrificio. A concretização desse trabalho não seria possível sem vocês, obrigada por acreditarem sempre em mim !

# Sommaire

<b>Remerciements .....</b>	<b>3</b>
<b>Introduction générale .....</b>	<b>7</b>
<b>Chapitre 1 .....</b>	<b>13</b>
<b>Chapitre 2 .....</b>	<b>47</b>
<b>Chapitre 3 .....</b>	<b>92</b>
<b>Chapitre 4 .....</b>	<b>131</b>
<b>Conclusions et perspectives.....</b>	<b>163</b>
<b>Annexes .....</b>	<b>167</b>
<b>Liste de publications .....</b>	<b>180</b>
<b>Résumé .....</b>	<b>181</b>

# Liste d'acronymes

$\Delta\Gamma$	Coefficient de réflexion différentiel
$\Delta\rho$	Coefficient de réflexion différentiel
$\Delta\sigma$	Surface équivalente radar différentielle
ALST	Antenne lecteur sous test
ASIC	Application-specific integrated circuit
ASK	<i>Amplitude-Shift Keying</i>
$C$	Coefficient de couplage
CL	Champ lointain
CP	Champ proche
CP-Ra	Champ proche radiatif
CP-Re	Champ proche réactif
<b>CPS</b>	Ligne coplanaire
CPW	<i>CoPlanar Waveguide</i>
D	Dimension la plus grande de l'antenne
$d$	Distance entre l'antenne du lecteur et le tag
DSB-ASK	<i>Double Side Band - Amplitude Shift Keying</i>
<b>E</b>	Vecteur champ électrique
ETP	Efficacité du transfert de puissance
EU	Européenne
EX	Exemplaire
$f$	Fréquence
FDX	<i>Full-duplex</i>
FFT	Transformée de Fourier rapide
$G_{\text{tag}}$	Gain de l'antenne du tag
<b>H</b>	Vecteur champ magnétique
$h$	Épaisseur du diélectrique
HDX	<i>Half-duplex</i>
HF	Hautes fréquences
ISM	Industrielles, scientifiques et médicales
K	Coefficient de re-rayonnement
LF	<i>Low Frequency</i>
$m$	Indice de modulation
N	Nombre De Tours De L'antenne Du Tag
Pa	Puissance rayonnée par l'antenne du lecteur
Pa_norm	Puissance minimale d'activation normalisée
$P_{\text{ab}}$	Puissance absorbée par l'antenne du tag
$P_{\text{activation}}$	Puissance d'activation



$P_{\text{EIRP}}$	Puissance de rayonnement normalisée par rapport à une antenne isotrope
$P_{\text{ERP}}$	Puissance effective rayonnée
PG	<i>Path Gain</i>
$P_G$	Puissance de sortie du générateur
PIE	<i>Pulse Inversal Encoding</i>
PMA	Puissance minimale d'activation
PN	Puissance dite normalisée
PNA	<i>Programmable network analyser</i>
PR-ASK	<i>Phase Reversal - Amplitude Shift Keying</i>
$P_{\text{READER}} = P_{\text{lecteur}}$	Puissance envoyée par le lecteur
$P_{\text{re-tag}}$	Puissance du signal re-rayonnée par le tag
$P_{\text{sensibilité}}$	Puissance de sensibilité de la puce
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
$P_{\text{TAG}}$	Puissance incidente aux terminaux de l'antenne du tag
PTE	<i>Power Transfert Efficiency</i>
$r$	Distance d'un point d'observation par rapport le centre de l'antenne
$r_{\text{cl}}$	Distance qui détermine le début de la zone de champ lointain
$r_{\text{CP-Ra}}$	Distance qui définit le début de la zone de champ proche radiatif
RF	Radiofréquence
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i>
RTF	Reader Talks Fisrt
$S$	Vecteur de Poynting
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i>
SB	Station de base
SEQ	Séquentielle
SER, $\sigma$	Surface équivalente radar
SHF	Super-hautes fréquences
SOLT	<i>Short-Open-Load et Thru</i>
SP	Sans Puce
SSB-ASK	<i>Single Side Band - Amplitude Shift Keying</i>
TP	Transfert De Puissance
TRL	<i>Thru-Reflect-Line</i>
TST	Tag sous test
UCN	Unité De Contrôle Numérique
UHF	Ultra hautes fréquences
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
$V_{\text{Co}}$	tension de circuit ouvert
VNA	analyseur de réseau vectoriel
Z	matrice d'impédance

$Z_A$	impédance d'entrée de l'antenne du tag
$Z_{p1}$	l'impédance de la puce, quand elle absorbe de l'énergie
$Z_{p2}$	l'impédance de la puce équivalente à l'état de réflexion
$Z_{tr}$	impédance de transfert
$\Gamma$	coefficient de réflexion
$\lambda$	longueur d'onde dans l'espace libre
$\lambda_g$	longueur d'onde guidée
$\varepsilon_r$	constante diélectrique relative

# Introduction générale

## 1.1 Contexte général

Les domaines de l'identification automatique ont connu des avancées considérables avec la mise au point de la technologie d'identification par radiofréquence, la RFID (Radio Frequency Identification). L'essor de la RFID ces dernières années porte sur la perspective de l'utiliser comme remplaçant du système de code de barres et également sur le potentiel que cette technologie pourrait offrir au concept des objets connectés.

Pour les systèmes en Ultra Hautes Fréquences (UHF, 860-960 MHz), la liaison entre le lecteur et le tag se réalise par couplage électromagnétique. L'impact de l'environnement sur la propagation des ondes est alors très fort et peut dégrader fortement les distances de lecture, notamment dans les deux cas suivants : lorsque la ligne directe est obstruée et que la propagation se réalise par trajets multiples ; et lorsque la proximité d'objets métalliques ou de liquides entraîne la désadaptation de l'antenne du tag. Dans ce type d'environnements perturbés, la RFID UHF en champ proche apparaît comme une solution intéressante car elle réunit plusieurs avantages : le couplage magnétique est moins sensible à la proximité de métaux ou de liquides et permet de lire plusieurs tags empilés ; cela en conservant le même taux d'échange de données et de lecture des systèmes UHF.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet CIFRE entre l'Institut de Microélectronique Electromagnétisme et Photonique et le Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation (IMEP-LAHC) et le Laboratoire National de métrologie et d'Essais (LNE). Le projet du LNE est d'acquérir les compétences et les moyens techniques lui permettant de fournir une expertise sur laquelle les industriels pourront s'appuyer afin de s'orienter vers les solutions les meilleures et les plus adaptées selon les environnements applicatifs. Avec cet enjeu une première thèse a été réalisée entre le LNE et Grenoble INP. Cette thèse s'est focalisée sur la qualification des éléments RFID en environnement opérationnel dans la zone de champ lointain. Pour cette thèse, un deuxième volet est exploré concernant la RFID UHF en champ proche.

Cette thèse s'intéresse aux systèmes RFID UHF en zone de champ proche avec une orientation forte au niveau de la couche physique et donc des interactions électromagnétiques.

Dans ce contexte, les principaux objectifs visent d'une part à présenter des solutions pour améliorer les performances en proposant de nouvelles techniques de conception des antennes et de nouvelles antennes, et d'autre part à proposer des techniques de qualification et d'évaluation des performances basées sur des mesures qui soient reproductibles et compatibles avec les besoins industriels.

## 1.2 Organisation du manuscrit

La présentation des travaux menés lors de cette thèse est organisée en quatre chapitres.

Le premier chapitre vise à introduire la technologie RFID pour les lecteurs les moins avertis. Une présentation générale de cette technologie soulignant son principe de fonctionnement et ses principales caractéristiques est proposée dans la première partie. Ensuite, un état de l'art sur la caractérisation des systèmes RFID passifs opérant en zone de champ proche et en zone de champ lointain complète ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre a comme premier objectif de présenter la définition et le comportement des champs électromagnétiques rayonnés par l'antenne dans les zones de champ proche et de champ lointain. Cette étude vise à mieux comprendre les interactions dans la zone de champ proche et à identifier les exigences nécessaires pour la conception d'antennes performantes dans cette zone. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la conception d'antennes champ proche et champ lointain pour lecteurs RFID. Deux configurations d'antennes sont étudiées, conçues, analysées et testées. Les résultats des tests de performance de ces antennes pour une application RFID champ proche ainsi que la procédure du test associée font l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

Les études menées autour des tags RFID sont présentés dans le troisième chapitre. Trois volets principaux apparaissent dans ce chapitre : la conception d'antennes pour les tags avec la proposition de deux antennes fonctionnant en zones de champ proche et de champ lointain ; la caractérisation des puces microélectroniques RFID avec la présentation des bancs de mesure mis en place et des méthodes associées ; la proposition d'une nouvelle approche de conception d'antennes tags s'appuyant notamment sur la caractérisation de la puce associée et tenant compte aussi du contexte applicatif.

Le quatrième chapitre est consacré à la caractérisation des systèmes RFID en zones de champ proche et de champ lointain en fonction du transfert de puissance entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag. Deux aspects fondamentaux sont notamment mis en relief : d'une part

l'influence de la géométrie de l'antenne du tag sur le transfert de puissance, et d'autre part l'efficacité du transfert de puissance qui s'appuie entre autres sur la proposition d'une méthode de mesure originale de la puissance transmise au tag. Enfin, une étude sur l'impact du couplage électromagnétique entre lecteur et tag sur l'antenne du lecteur clôtüre ce chapitre.

Le manuscrit est finalisé par une conclusion générale incluant un résumé de l'ensemble des principaux résultats obtenus et une présentation des perspectives ouvertes par ce travail.

# Chapitre 1

## *Généralités sur la technologie RFID*

<b>1.1 Principe général de fonctionnement .....</b>	<b>15</b>
1.1.1 Emetteur .....	15
1.1.2 Récepteur .....	18
1.1.3 Les liaisons – transfert de données .....	19
1.1.4 Le lien radio d'un point de vue électromagnétique .....	20
<b>1.2 Les systèmes RFID .....</b>	<b>23</b>
1.2.1 Fréquence de fonctionnement .....	23
1.2.2 Tag .....	24
1.2.3 Système RFID UHF passif champ proche .....	29
<b>1.3 Etat de l'art sur la caractérisation de systèmes RFID UHF .....</b>	<b>31</b>
1.3.1 Caractérisation en champ proche .....	32
1.3.2 Caractérisation en champ lointain .....	38
<b>1.4 Conclusion .....</b>	<b>42</b>
<b>1.5 Références .....</b>	<b>43</b>

# 1. Généralités sur la technologie RFID

L'une des premières applications (parfois même considérée la première) de l'utilisation des ondes électromagnétiques pour l'identification des objets remonte aux années 30-40 pendant la deuxième guerre mondiale. Dans un contexte hostile où les avions en vol ne pouvaient être identifiés que directement par l'homme, les allemands avaient développé un système radar capable de reconnaître les avions de leur flotte lorsqu'ils se rapprochaient de leurs bases terrestres et ainsi les distinguer des avions ennemis. Le principe était qu'une fois que l'avion se rapprochait de sa base et se trouvait dans la zone d'action du radar, le pilote devait réaliser une figure aérienne spéciale afin de rétro-envoyer le signal émis par le radar de la base et y inclure comme information une trace de la manœuvre réalisée. De cette façon, les contrôleurs aériens sur terre arrivaient à identifier si l'avion en approche de la base était ami ou ennemi. Cet exemple illustre l'une des toutes premières applications de système RFID passif [1.1].

Toujours dans le même contexte et pour les mêmes raisons, l'autre camp du conflit, la *Royal Air Force* avait également développé un système radar permettant l'identification des avions alliés ou ennemis dans l'air. Le système britannique consistait à placer un transpondeur sur les avions de leur flotte. Une fois que le transpondeur recevait le signal envoyé par le radar de la station de base sur terre, il envoyait un signal de retour informant qu'il s'agissait d'un avion allié [1.2]. Ce second exemple illustre un premier exemple d'application, cette fois, de système RFID actif.

De nos jours, grâce aux avancées technologiques liées à la fabrication des circuits microélectroniques et surtout aux avancées scientifiques dans le domaine des radiofréquences, la radio-identification a beaucoup évolué par rapport aux deux exemples présentés précédemment. La maîtrise de l'électromagnétisme appliqué au domaine radio et microondes a permis le développement de systèmes RFID plus robustes, plus compacts et avec une capacité d'échange des données beaucoup plus importante. L'évolution dans le domaine de la microélectronique a aussi permis la réduction des coûts de fabrication des composants électroniques qui constituent les systèmes RFID. Dans ce chapitre, une introduction générale de la technologie RFID sera présentée en mettant en évidence ses principaux enjeux, caractéristiques fondamentales, principes de fonctionnement et méthodes de caractérisation.

## 1.1 Principe général de fonctionnement

La RFID (en anglais *Radio Frequency Identification*, ou encore nommée identification par radiofréquence, ou plus simplement radio-identification) utilise, comme son nom l'indique, des ondes radiofréquences pour l'identification des biens ou des personnes. Il faut souligner que le terme onde fait normalement référence aux ondes électromagnétiques se propageant dans l'espace libre. Mais ici le terme onde est utilisé plus généralement prenant en compte les ondes qui se propagent mais aussi les ondes (champs) qui oscillent autour de l'antenne.

D'une façon générale, un système RFID est composé d'un émetteur et d'un récepteur. L'émetteur a comme rôle de fournir au récepteur à la fois de l'énergie radiofréquence (RF) et des informations et/ou commandes. Le récepteur, qui comporte l'information nécessaire pour identifier le bien auquel il est attaché, reçoit l'énergie et la commande transmises par l'émetteur, puis envoie son « information » (c'est-à-dire son identifiant). Dans l'univers de la RFID, l'émetteur est appelé la station de base ou plus fréquemment lecteur (dont la fonctionnalité est non seulement de lire mais aussi d'émettre, comme souligné précédemment), et le récepteur est généralement appelé tag (anglicisme répandu), étiquette, ou transpondeur RFID.

La Fig. 1-1 donne une représentation schématique du principe de fonctionnement décrit faisant aussi apparaître les deux liens radio : émetteur vers récepteur dit liaison montante, et récepteur vers émetteur dit liaison descendante. Le principe de fonctionnement d'un système RFID composé de l'émetteur et du récepteur sera détaillé dans les sections 1.1.1 à 1.1.3.

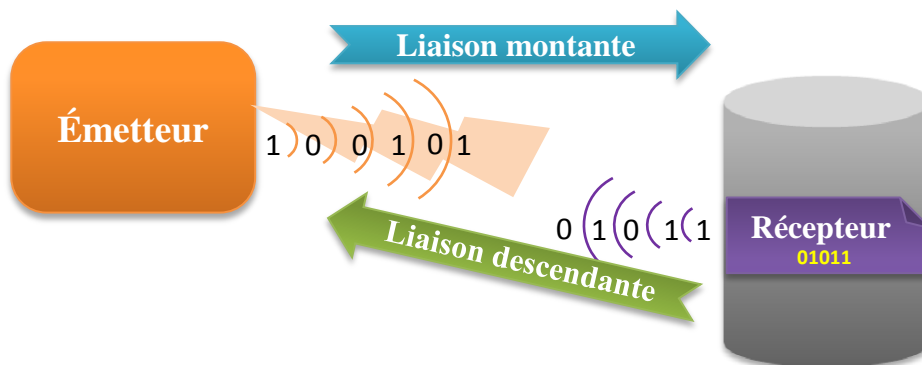


Fig. 1-1 – Représentation schématique d'un système RFID.

### 1.1.1 Émetteur

L'émetteur ou lecteur est constitué des trois éléments suivants : une antenne, une station de base et un système hôte, Fig. 1-2.



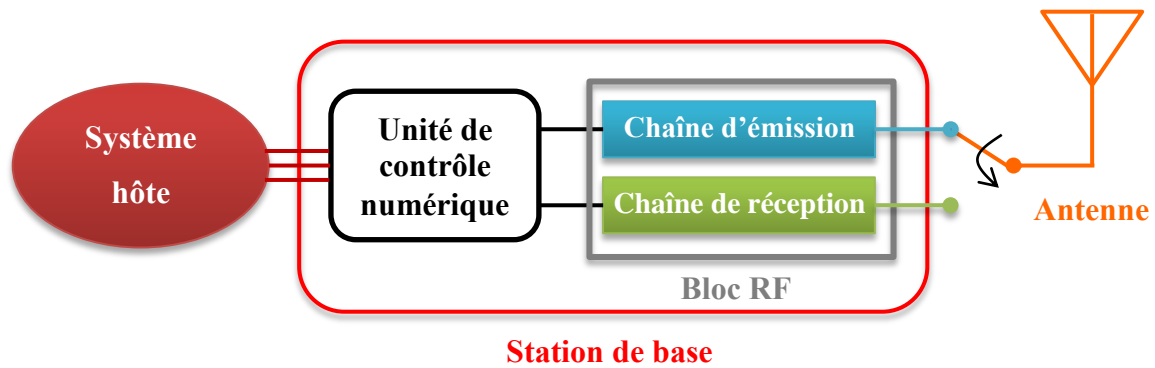


Fig. 1-2 – Schéma fonctionnel du récepteur RFID.

### 1.1.1.1 Antenne

L'antenne est un composant RF qui a pour rôle la conversion de l'énergie guidée (dans des câbles RF par exemple) en énergie rayonnante qui se propagera dans l'espace libre, et réciproquement de convertir l'énergie RF présente en sa proximité en énergie guidée. L'énergie transmise ou récupérée par l'antenne contient les informations respectivement transmises par le tag et le lecteur. Dans un système RFID, les échanges d'informations se réalisent de façon bidirectionnelle à travers deux liaisons : la liaison montante (informations du lecteur transmises au tag) et la liaison descendante (informations, notamment l'identifiant, envoyées par le tag vers le lecteur). L'information reçue par l'antenne lecteur est ensuite dirigée vers la station de base pour le décodage et le traitement de l'information. Il peut y avoir à la place de l'antenne un résonateur ou une boucle ; ces sont des dispositifs RF qui présentent le même principe de fonctionnement qu'une antenne, sauf que l'énergie n'est plus rayonnée dans l'espace libre mais reste concentrée dans une région proche. Ce type de dispositifs est employé dans des systèmes qui utilisent des champs réactifs au lieu des champs rayonnants pour transmettre l'énergie opérationnelle au tag. Dans la suite, le terme antenne sera employé pour faire référence à l'antenne à proprement parlé ou au résonateur.

Lorsqu'une seule antenne réalise à la fois la transmission et la réception de données, l'antenne a une configuration de type mono-statique. Quand deux antennes distinctes sont utilisées, l'une dédiée à la transmission et l'autre à la réception, la configuration est alors dite bi-statique.

Dans ce travail de thèse, nous sommes intéressés et limités à l'étude des systèmes RFID ultra-hautes fréquences (UHF). Un aperçu des autres fréquences disponibles en RFID sera donné par la suite. Le type d'antennes le plus utilisé en RFID UHF est l'antenne imprimée (ou antenne patch) en raison de ses caractéristiques avantageuses : antennes planaires et donc peu encombrantes, faciles à miniaturiser et à intégrer, compatibles avec la technologie des circuits

intégrés et de faibles coûts. Pour gagner en performance, ces antennes peuvent être constituées de plusieurs éléments rayonnants afin d'augmenter la zone de lecture. Elles peuvent aussi présenter une polarisation de champ circulaire permettant de lire les tags quelles que soient leurs positions angulaires par rapport au lecteur ; c'est d'ailleurs généralement le cas. D'autres antennes peuvent aussi être utilisées telles que les antennes de type dipôle, les monopôles, les antennes filaires (telles que l'antenne Yagi) ou bien encore les antennes à ouverture (telles que les cornets). Côté résonateur, les boucles, les boucles segmentées, ainsi que les antennes à ondes progressives sont généralement privilégiées pour fournir un champ magnétique uniforme et fort destiné aux applications à très courte portée.

### ***1.1.1.2 Station de base***

La station de base (SB) est le cœur du lecteur RFID. Elle transfère, traite, traduit les commandes et les informations reçues pour le système hôte. Les fonctions de base de la SB sont [1.4] :

- Envoyer et fournir l'énergie RF pour réveiller le tag ;
- Lire les informations stockées et/ou écrire de nouvelles informations dans le tag ;
- Transmettre les informations reçues au système hôte et les commandes de celui-ci au tag.

Des fonctions plus complexes peuvent être attribuées au lecteur comme par exemple : un système d'anticollisions pour éviter les mélanges d'informations lors de la lecture simultanée de plusieurs tags ; une authentification des tags pour éviter l'accès non autorisé au système via des fonctions de cryptage/décryptage. La fonction d'authentification est réalisée également par le système d'hôte.

L'architecture de la SB peut être divisée en deux blocs principaux : l'unité de contrôle numérique (UCN) et le bloc RF (Fig. 1-2). Le bloc RF contient la chaîne d'émission et la chaîne de réception des signaux RF. La partie émission est responsable de générer la porteuse sur laquelle le signal est modulé par le signal numérique envoyé par l'UCN, d'amplifier ce signal et de le transmettre à l'antenne. La chaîne de réception traite le signal reçu de la liaison descendante. Elle est notamment composée d'un démodulateur I/Q et d'un convertisseur analogique numérique. L'UCN est responsable du traitement des signaux numérisés, du transfert d'informations entre l'application (système hôte) et le tag, et de la gestion de l'exécution des tâches définies par le système hôte. Ce bloc est généralement constitué d'un microcontrôleur qui, pour les lecteurs les plus complexes, réalise les fonctions de codage/décodage, l'authentification, l'anticollision et le cryptage/décryptage des données entre le lecteur et le tag. Les procédures de

cryptographie et de codage sont généralement réalisées par un module de circuit intégré dédié (type ASIC - *application-specific integrated circuit*) et donc supplémentaire afin d'alléger le processeur du microcontrôleur en calculs intensifs [1.5]. L'UNC avec le bloc RF et l'antenne forment ce qui est couramment appelé le lecteur RFID. La communication entre l'UNC et le système hôte est généralement faite par une interface série RS232 ou RS485 [1.5], mais des systèmes plus modernes montrent que cette communication peut être faite par connexion Ethernet, bus universel en série (USB - *Universal Serial Bus*) ou encore sans fil par des protocoles Bluetooth ou Wifi.

### **1.1.1.3 Système hôte**

Le système hôte est le système de contrôle responsable de la gestion de l'application à laquelle le système RFID est appliqué. Il s'agit du cerveau du système, l'endroit où les informations acquises par la SB seront intégrées dans la base de données. Selon l'application envisagée, le système hôte permettra par exemple d'identifier, de localiser, d'autoriser l'accès, de réaliser des transactions bancaires ..., de l'objet ou de la personne portant le tag. Le système hôte est aussi responsable du contrôle du réseau de toutes les SBs qui lui sont connectées pour les applications pour lesquelles plusieurs lecteurs sont utilisés. Ce système peut se présenter sous la forme d'un logiciel intégré dans l'ensemble du lecteur ou d'une interface ordinatrice extérieure à la station de base et à l'antenne.

### **1.1.2 Récepteur**

Le tag RFID est la « cible » du système et contient la clé, c'est-à-dire le code unique, qui permettra au lecteur d'identifier l'objet (ou la personne) auquel le tag est attaché. Le tag, dans sa configuration la plus classique, est composé d'une antenne et d'une puce électronique assemblées dans un même packaging semblable à une étiquette plastique avec un côté adhésif comme illustré Fig. 1-3. L'antenne est responsable de la récupération de l'énergie RF qui sera transmise vers la puce lors de la liaison montante, et du renvoi d'une partie de cette énergie incluant les informations du tag lors de la liaison descendante. Une fois que l'énergie reçue atteint le seuil de réveil de la puce, celle-ci se mettra en fonctionnement et pourra alors envoyer les informations stockées dans sa mémoire non volatile. Le lecteur accède à ces informations au travers de commandes ordonnant au tag de communiquer son identifiant, d'effacer ou d'écrire de nouvelles informations en mémoire. Avec l'antenne, le tag réalise trois fonctions principales [1.3] :

- Récupérer l'énergie pour alimenter la puce ;
- Acquérir les données envoyées par le lecteur ;

- Renvoyer les informations demandées au lecteur.

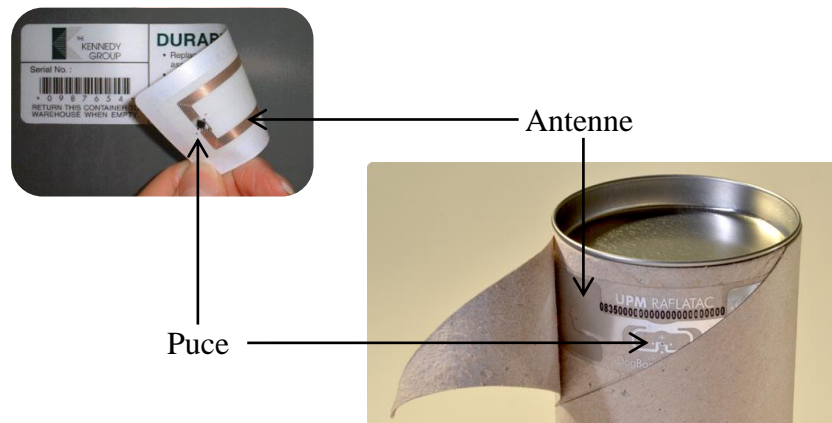


Fig. 1-3 – Structure d'un tag RFID.

### 1.1.3 Les liaisons – transfert de données

Comme présenté dans la Fig. 1-1 et déjà évoqué, la communication de données dans l'air entre lecteur et tag est de type bidirectionnel ; le transfert de données se réalise dans les deux sens : du lecteur vers le tag – liaison montante et, du tag vers le lecteur – liaison descendante. La communication, dans la majorité des cas, est initiée par le lecteur – « *Reader Talks Fisrt* » (RTF), la liaison descendante n'a lieu qu'à la fin de la liaison montante. Pour le transfert de données la relation entre lecteur et tag est donc de type *maître – esclave*.

Dans le protocole RTF, le transfert de données est basé sur la procédure de communication appelé *half-duplex* (HDX). Dans cette procédure, le transfert de données pendant la liaison descendante est alterné avec le transfert de données de la liaison montante [1.5]. Les liaisons montantes et descendantes ne s'effectuent donc pas simultanément. La procédure *full-duplex* (FDX) peut toutefois aussi être réalisée dans un système RFID. Dans cette procédure de communication, le transfert de données de la liaison montante est réalisé en même temps que le transfert de données de la liaison descendante, mais alors celui-ci est réalisé à une fréquence différente, parfois une sous-harmonique de la fréquence de la liaison montante [1.3], [1.5]. La particularité de ces deux procédures HDX et FDX est que dans les deux cas le transfert d'énergie du lecteur vers le tag est continu : même quand le tag est en train de répondre au lecteur, la station de base envoie de l'énergie au tag. Le transfert de données d'un système RFID peut aussi être configuré avec une procédure séquentielle (SEQ), pour laquelle le transfert d'énergie a lieu pendant une durée limitée, et la transmission de données du tag vers le lecteur est réalisée lors de pauses du transfert d'énergie [1.5].

Une hiérarchie est définie dans le flux de données entre les éléments de l'émetteur RFID ayant pour tête le système hôte qui exerce le rôle de maître sur la station de base et exerce par conséquent un rôle de maître sur le tag.

#### ***1.1.3.1 Liaison montante***

Le flux de données d'un système RFID démarre du système d'hôte qui définit quelles informations et quelles commandes doivent être transmises au tag. L'information numérique est traitée par l'UNC, où un type de système de codage défini par le lecteur est appliqué. Le type de codage généralement utilisé par le lecteur est le PIE (*Pulse Inversal Encoding*). Dans la liaison montante le lecteur envoie au tag à la fois de l'énergie et des commandes. L'énergie est fournie par la transmission d'un signal continu RF à une fréquence ou à une bande de fréquences donnée. Le lecteur envoie des commandes au tag en modulant le signal continu RF. Les exemples de modulations souvent utilisées par les lecteurs sont : DSB-ASK (*Double Side Band - Amplitude Shift Keying*), SSB-ASK (*Single Side Band - Amplitude Shift Keying*) et PR-ASK (*Phase Reversal - Amplitude Shift Keying*), [1.6].

#### ***1.1.3.2 Liaison descendante***

Le tag communique ses informations à travers la technique de rétro-modulation ou modulation de charge. Cette technique consiste à moduler le signal continu envoyé par le lecteur en modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne du tag entre deux états. La modulation généralement utilisé par les puces du commerce peut être du type ASK (*Amplitude-Shift Keying*) ou PSK (*Phase-Shift Keying*). Le choix du type de modulation est défini par le fabricant de la puce, tandis que le codage et le débit de données est établi par la station de base à partir de la commande *Query* [1.6]. Le codage utilisé par le tag pour la transmission de l'information est généralement de type FM0 ou Miller.

#### ***1.1.4 Le lien radio d'un point de vue électromagnétique***

Le principe physique de fonctionnement de la RFID est basé sur les interactions électromagnétiques entre le lecteur et le tag. Les échanges d'informations peuvent se passer dans une des deux régions de propagation des champs électromagnétiques : zone de champ proche (CP) ou zone de champ lointain (CL). Avant de présenter les interactions électromagnétiques se produisant dans un système RFID, une introduction aux zones de propagation des champs est présentée.

Les champs électromagnétiques d'une antenne ordinaire présentent des propriétés différentes selon deux régions principales : une région proche de l'antenne appelée champ proche

et l'autre plus éloignée dite champ lointain. La région de champ proche peut être divisée en deux autres zones : une région champ proche réactif (CP-Re) et une région champ proche radiatif (CP-Ra). La région de l'espace qui limite les champs est définie selon le rapport entre la dimension la plus grande de l'antenne,  $D$ , et la longueur d'onde,  $\lambda$ , comme représenté par la Fig. 1-4. Il est important de noter que les antennes électriquement petites ( $D \ll \lambda$ ) n'ont pas de zone de CP-Ra et que la zone de CP-Re est très réduite.

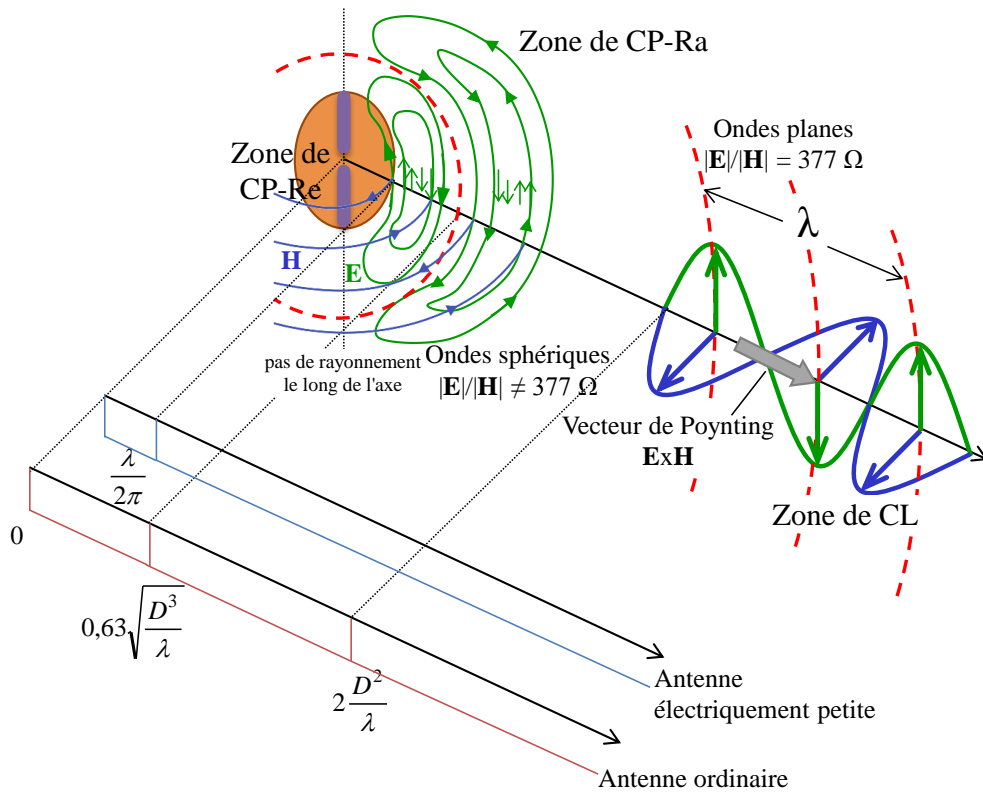


Fig. 1-4 – Définition des zones de champs.

Dans la zone de CP-Re (ou région évanescence), le vecteur champ électrique,  $\mathbf{E}$ , et le vecteur champ magnétique,  $\mathbf{H}$ , sont prédominants : l'énergie est imaginaire (réactive) et la distribution angulaire des champs dépend de la distance. La zone de CP-Ra (ou zone de Fresnel ou encore zone de champ intermédiaire) est caractérisée par la présence d'une composante longitudinale prépondérante du champ électrique, et le flux d'énergie n'est pas entièrement radial. Dans la zone de CL (ou région de Fraunhofer), la distribution angulaire des champs ne dépend pas de la distance, les champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  sont transversaux (c'est-à-dire qu'ils forment des ondes planes), et le flux d'énergie est radial et sortant de l'antenne. Le flux d'énergie est défini à partir du vecteur de Poynting, résultat du produit vectoriel du vecteur champ  $\mathbf{E}$  par le vecteur champ  $\mathbf{H}$ . La direction du vecteur Poynting donne la direction de propagation (rayonnement de l'onde) et son module mesure, à une constante près, l'énergie du flux. Des informations complémentaires sur le comportement et les caractéristiques des champs dans chaque zone de propagation seront

présentées dans le Chapitre 2. Dans chaque région, l'amplitude, la phase et l'énergie des champs se comportent de façon particulière et ces caractéristiques seront également discutées dans le Chapitre 2. Il faut noter que certains auteurs préfèrent considérer seulement les termes champ proche et champ lointain pour définir les zones des champs d'une antenne. Dans ce manuscrit, on adoptera la classification telle que présentée précédemment.

Dans un système RFID UHF, le tag opère normalement dans la région de CL de l'antenne du lecteur, et le phénomène physique qui lie lecteur et tag est donc défini par le couplage d'ondes planes. En effet, les ondes qui se propagent dans l'espace sont sphériques mais dans la région de CP leur surfaces peuvent être considérées comme planes en regard de l'antenne de réception (celle du tag), dont les dimensions sont très inférieures aux dimensions de la surface sphérique des ondes planes. L'antenne du tag recueille la puissance des ondes électromagnétiques envoyées par le lecteur, et en remet une partie à la puce qui est connectée à ses bornes.

La technologie RFID peut être aussi déployée dans les bandes des hautes fréquences (HF) et des basses fréquences (LF - *Low Frequency*) avec respectivement pour fréquence principale 125 KHz et 13,56 MHz. Pour ces bandes de fréquences, la communication entre le lecteur et le tag se produit en zone de champ proche réactive de l'antenne du lecteur, c'est-à-dire pour une région dont le diamètre est inférieur au rapport  $\lambda/2\pi$ . Dans ces systèmes, les interactions électromagnétiques entre lecteur et tag sont reliées par un couplage souvent du type inductif, Fig. 1-5. Les lignes du champ magnétique généré par l'antenne du lecteur couplent l'antenne boucle du tag comme dans un système de type transformateur.

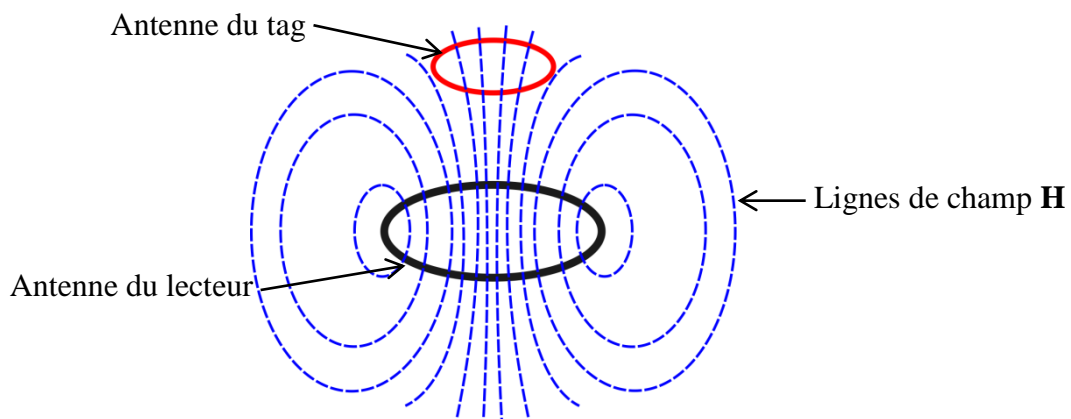


Fig. 1-5 – Principe de fonctionnement d'un système RFID à couplage inductif.

## 1.2 Les systèmes RFID

Plusieurs critères peuvent être utilisés pour distinguer et/ou caractériser les systèmes RFID. Dans cette section, les principaux critères sont résumés ; pour plus de détails, il est possible de se référer notamment aux références [1.1], [1.4] et [1.5].

### 1.2.1 Fréquence de fonctionnement

La fréquence sous laquelle le lecteur envoie de l'énergie et des commandes au tag est définie comme la fréquence d'opération ou fréquence de fonctionnement du système RFID. La fréquence de fonctionnement est l'un des principaux paramètres à considérer pour classer un système RFID. En effet, tout le système est configuré selon la fréquence de fonctionnement : antenne(s) du lecteur et antenne du tag, station de base et puce du tag. La fréquence de fonctionnement définit aussi bien qu'indirectement la capacité de données qui peut être échangées entre lecteur et tag.

La RFID utilise quatre plages de fréquences dans les bandes de fréquence radio sans licence dédiées aux applications industrielles, scientifiques et médicales (ISM). Les ondes radio utilisées dans la RFID sont : les LF, les HF, les UHF, les super-hautes fréquences (SHF) ou microondes. Les principales particularités des bandes de fréquences RFID sont résumées dans le Tableau 1-1.

Tableau 1-1 - Principales caractéristiques des bandes de fréquences dédiées à la RFID.

Fréquence	< 135 KHz LF	13,56 MHz HF	433/860-960 MHz & 2,45 GHz UHF	5,8 GHz SHF
Portée maximum	0,5 m	1 m	3 à 6 m	1 m (passif)
Caractéristiques générales	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tags relativement chers même par gros volumes ;</li> <li>- Faible dégradation des performances en milieu métallique ou liquide.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tags moins chers que les tags LF ;</li> <li>- Bien adapté aux applications à courte portée ;</li> <li>- Fréquence unique dans le monde ;</li> <li>- Les plus utilisés actuellement.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tags moins chers que les tags HF et LF en gros volume ;</li> <li>- Performances dégradées par rapport à la HF en milieu métallique ou aqueux ;</li> <li>- Adapté à la lecture en volume à longue distance.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tag le plus cher due à la présence d'une source interne d'énergie (tag actif) ;</li> <li>- Très forte sensibilité aux métaux et liquides.</li> <li>- Liaison lecteur/tag plus directive ;</li> <li>- Échanges de données plus importants.</li> </ul>



## 1.2.2 Tag

Plusieurs critères peuvent être utilisés pour classifier ou caractériser un tag RFID. Dans cette section les principaux sont rappelés.

### 1.2.2.1 Type d'alimentation

Les tags RFID peuvent être différenciés entre eux selon le type d'alimentation qu'ils utilisent pour leur fonctionnement. Trois catégories sont possibles :

- *Tags passifs* : ce type de tags n'utilise que l'énergie fournie par le lecteur pour alimenter le circuit électronique de la puce RFID et pour la transmission de données vers le lecteur. L'architecture de la puce est relativement simple : elle ne dispose pas de chaîne d'émission propre ; pour envoyer l'information stockée, le tag module son impédance de charge et ainsi re-rayonne le signal reçu en y insérant donc les informations par rétro-modulation (ou modulation de charge). Comme il n'y a pas de source d'énergie embarquée, le tag passif est le moins cher et son prix peut atteindre une cinquantaine de centimes d'euros en gros volume.

- *Tags semi-actifs ou semi-passifs* : les tags sont assistés par une source d'alimentation interne embarquée, de type pile ou batterie. Le but de cette source d'énergie est de fournir une tension d'alimentation suffisante à la puce. La transmission de données vers le lecteur est réalisée par rétro-modulation ou modulation de charge comme pour les tags passifs. La présence de la source embarquée permet alors d'augmenter la portée de lecture jusqu'à une distance de 30 m, et offre aussi l'avantage de permettre l'intégration de capteurs à la puce RFID et ainsi collecter des données environnementales. La mémoire de stockage est aussi plus importante que celle des tags passifs.

- *Tags actifs* : ce type de tags n'exploite pas l'énergie envoyée par le lecteur et leur fonctionnement en est donc indépendant car le champ électromagnétique incident n'est plus nécessaire pour alimenter la puce ni pour effectuer la modulation [1.5]. L'architecture d'un tag actif intègre ainsi une chaîne d'émission qui lui permet de générer son propre signal porteur d'information. Les tags actifs ont une portée de lecture bien plus grande (jusqu'à 100 m) que les tags passifs, et présentent une capacité de stockage plus grande (128 KB). Ce type de tags est souvent utilisé dans des applications de géolocalisation, de télépéage ou de collecte de données en temps réel.

### 1.2.2.2 Caractéristiques des tags et fréquences de fonctionnement

La classification des tags RFID peut aussi se faire selon la fréquence de fonctionnement LF, HF, UHF ou SHF, pour laquelle puce et antenne sont configurées. Ce paramètre joue un rôle très important sur les caractéristiques principales du tag telles que la dimension (liée à la longueur d'onde), le taux de lecture de données et indirectement sur le type de couplage avec l'antenne du tag. L'antenne de type boucle est la plus utilisée pour les tags LF et HF tandis que l'antenne de type dipôle est privilégiée pour les fréquences UHF. La Fig. 1-6 présente quelques particularités des tags passifs dans les trois bandes de fréquences RFID les plus utilisées, LF, HF et UHF.

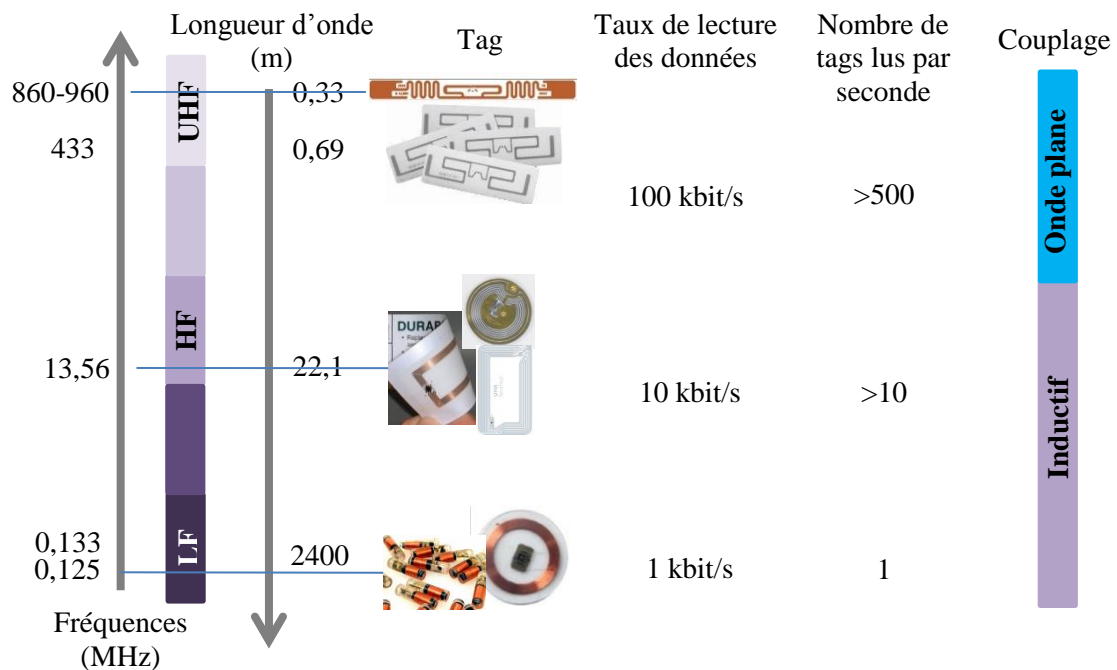


Fig. 1-6 – Principales caractéristiques des tags passifs RFID dans les trois bandes de fréquences les plus utilisées.

Les tags RFID sont généralement conçus pour opérer dans une bande de fréquences unique. Mais il peut aussi avoir des tags configurés pour fonctionner dans deux bandes de fréquences simultanément. Ces types de tags disposent d'une puce électronique dont l'architecture permet une activation sous présence d'un signal LF tandis que le signal de retour, porteur des données du tag, est envoyé sur une fréquence HF [1.11]. Cette solution permet la transmission de données entre tag et lecteur à haute vitesse (une fois la connexion établie en fréquence supérieure) dans des environnements hostiles à la pénétration des ondes électromagnétiques. Dans [1.12], les auteurs montrent la faisabilité d'employer une seule puce RFID pour le design d'une antenne dual bande HF et UHF. Une autre configuration possible est l'utilisation de deux puces à fréquences distinctes assemblées sous un même substrat. Chaque

puce a alors une antenne adaptée à sa fréquence de fonctionnement, comme dans le travail présenté par [1.13].

### **1.2.2.3 Tags sans puce**

Un autre critère de classification des tags RFID concerne l'utilisation ou non de la puce RF. Les tags sans puce (ou tags *chipless*) représentent une solution alternative très bas coût pour les systèmes RFID qui pourrait remplacer le système de code barre traditionnel. Le principe de fonctionnement des tags sans puce est basé sur la signature électromagnétique de l'antenne du tag qui porte alors directement les informations d'identification. L'antenne est généralement conçue à partir de résonateurs planaires qui résonnent à des fréquences spécifiques impliquant ainsi une signature spectrale. En présence du signal envoyé par le lecteur, signal dans ce cas composé de multiples fréquences ou de type impulsionnel, le tag réfléchit plus ou moins les fréquences du signal reçu permettant au lecteur de décoder les informations envoyées par le tag à partir de ces changements [1.14]. Des alternatives existent exploitant l'information de phase conjointement. D'autres types de technologies sont aussi utilisés pour la conception des tags sans puce comme les tags exploitant les ondes acoustiques de surface ou SAW (*Surface Acoustic Wave*) [1.3]. La technologie de tag sans puce représente aussi une approche pour la conception des réseaux de capteurs sans fil bas coût comme illustré dans l'exemple d'applications présenté dans [1.15] et destiné à la détection de fluides.

Comme sous-entendu précédemment, les études menées dans cette thèse concernent exclusivement les tags RFID UHF passifs.

### **1.2.2.4 Architecture d'un tag RFID UHF passif**

Un tag RFID classique est « simplement » composé d'une antenne et d'une puce RF. Le type d'antennes utilisées pour le tag dépend principalement de la bande de fréquences à laquelle le système opère, ainsi que des conditions environnementales dans lesquelles le tag est inséré. L'antenne boucle électriquement petite et à plusieurs tours est le type d'antennes le plus souvent utilisé dans les bandes de fréquences LF et HF. Le terme « électriquement petit » fait référence à la dimension de l'antenne comparée à la longueur d'onde,  $\lambda$ , de la fréquence de fonctionnement. Du fait de la dimension de l'antenne, le courant circulant dans la boucle génère un champ magnétique quasi-stationnaire ce qui facilite le couplage électromagnétique inductif. Dans la bande UHF les antennes de type dipôle sont privilégiées car le couplage électromagnétique entre la station de base et le tag est souvent réalisé par le champ électrique radiatif des ondes planes. Certaines applications RFID UHF fonctionnent à très courte distance, et alors le couplage est réalisé par les lignes de champ magnétique et/ou électrique réactif, justifiant l'utilisation

d'antennes boucles très petites et à un seul tour. . Le Chapitre introduira plus de détails concernant les différents types d'antennes tags UHF et leur conception.

Le second élément principal d'un tag RFID est la micro puce qu'il embarque et qui est un circuit intégré. La puce RFID est un élément essentiel d'un système RFID classique car ce dispositif contient l'identifiant unique qui donne sens à une application RFID. La performance du tag en termes de distance de lecture dépendra principalement de la sensibilité de la puce. L'architecture d'une puce RFID est présentée dans la Fig. 1-7 [1.16]-[1.17]. Elle se divise en trois blocs distincts principaux : le bloc de contrôle du signal analogique, les traitements numériques et la mémoire non volatile.

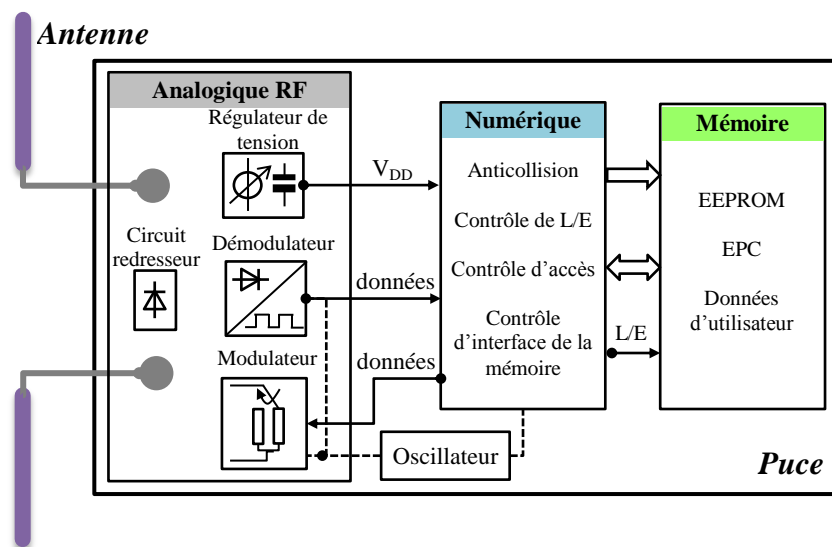


Fig. 1-7 – Schéma d'un tag RFID avec blocs fonctionnels de la puce [1.16].

Le fonctionnement de la puce RFID peut être divisé en trois étapes détaillées ci-dessous :

### 1) Etape de récupération d'énergie

La puce RFID récupère de l'énergie au travers de l'antenne du tag. L'impédance d'entrée de l'antenne est adaptée au complexe conjugué de l'impédance de la puce afin d'établir un transfert de puissance maximum à une fréquence ou dans une bande de fréquences donnée. L'énergie RF est redressée par le circuit redresseur pour fournir une tension continue,  $V_{DD}$ , aux modules analogiques et numériques de la puce [1.16]. Pour que la puce soit activée, un niveau minimum de puissance est requis, niveau qui atteint aujourd'hui environ -22 dBm pour les puces les plus performantes.

### 2) Etape de récupération et traitement de données envoyées par le lecteur

Une fois le tag alimenté, les commandes ou les informations envoyées par le lecteur sont traitées par le module analogique. Dans un premier temps le signal est démodulé : l'information est extraite de la porteuse et transformée en un signal numérique. Ce signal est interprété par le module numérique où, après avoir vérifié la véracité de la commande, le bloc numérique réalise les fonctions de lecture/écriture ou la suppression de données sur la mémoire non volatile de la puce. La Fig. 1-8 illustre les étapes de récupération d'énergie (étape 1) et de détection de l'information (étape 2) par un tag RFID passif [1.3].

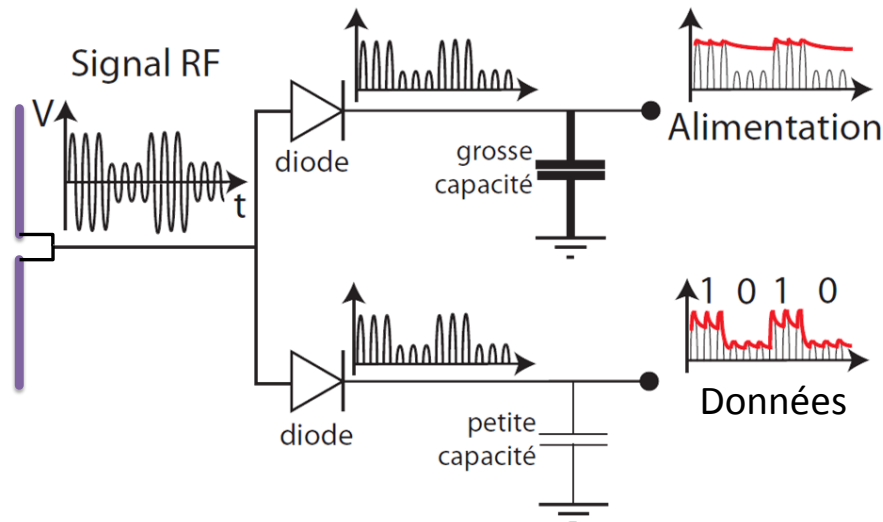


Fig. 1-8 – Schéma de la récupération de l'énergie et de détection des données par un tag RFID passif [1.3].

### 3) Etape de transmission de données

L'information stockée dans la puce est transmise au lecteur par la technique de rétro-modulation qui consiste à modifier l'impédance de charge de l'antenne tag entre respectivement l'état de réflexion et l'état d'absorption de puissance, et ceci au rythme du débit de données à envoyer au lecteur. L'état d'absorption correspond à l'étape de récupération d'énergie comme décrit précédemment. L'état de réflexion correspond à l'état pour lequel un maximum de puissance est réfléchi par l'antenne. Dans cette situation, l'impédance d'entrée de l'antenne est connectée à un court-circuit ou à un circuit ouvert. Pendant la rétro-modulation, le coefficient de réflexion de l'antenne du tag,  $\Gamma$ , peut être varié en amplitude ou en phase, afin d'obtenir respectivement une modulation ASK ou PSK. Le coefficient de réflexion traduit la qualité de l'adaptation de l'antenne à l'impédance complexe de la puce. La Fig. 1-9 illustre la technique de rétro-modulation et comment le signal réfléchi est re-rayonné par le tag. Il faut remarquer que l'adaptation entre l'antenne et la puce n'est jamais parfaite. Par ce fait, une petite quantité d'énergie est toujours réfléchie par le tag pendant l'état d'absorption.

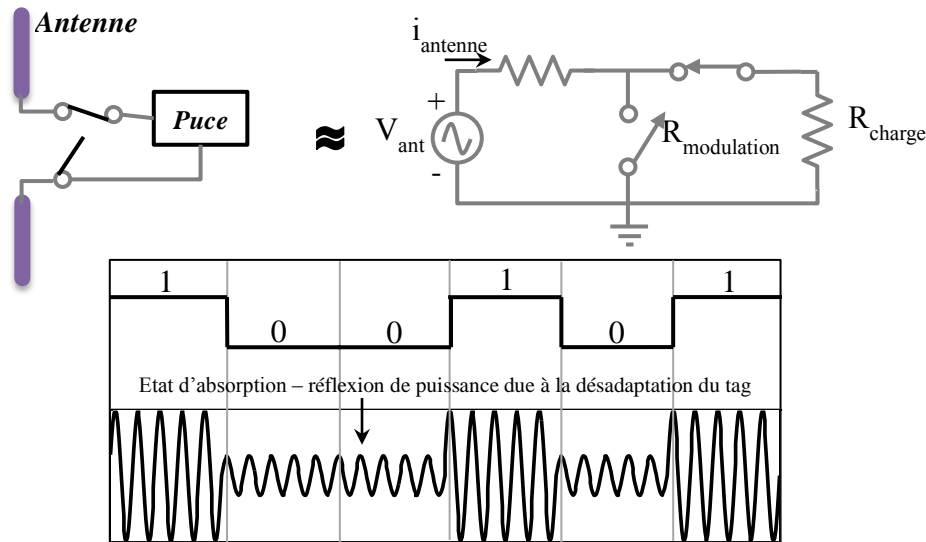


Fig. 1-9 – Circuit équivalent pour représenter la technique de rétro-modulation, trame de bit et signal modulé (réfléchi) ASK par le tag.

Il est important de noter que l'étape de récupération d'énergie a lieu en même temps que l'étape 2. En effet, le tag est un élément passif fortement dépendant de la puissance disponible aux bornes de l'antenne et la récupération d'énergie doit être constante pendant toutes les étapes. Du fait de la présence de circuits non-linéaires comme le circuit redresseur et le régulateur de tension, la performance de la puce dépend non seulement de la puissance d'entrée disponible aux bornes de l'antenne du tag mais aussi de la fréquence. La valeur de l'impédance de la puce, quand elle absorbe de l'énergie, est indiquée par les fabricants de puce RFID et sera notée  $Z_{p1}$  ; l'impédance équivalente à l'état de réflexion est notée  $Z_{p2}$ . Dans le Chapitre 3 une étude concernant la caractérisation des puces RFID ainsi que des impédances  $Z_{p1}$  et  $Z_{p2}$  sera présentée.

### 1.2.3 Système RFID UHF passif champ proche

La RFID UHF champ proche correspond à une application RFID UHF passive classique dans laquelle le tag est placé et lu dans la zone de champ proche réactif et/ou radiatif de l'antenne lecteur. L'utilisation de la RFID UHF CP a été initialement présentée comme une alternative pour résoudre les problèmes d'interférence dans le milieu de propagation lorsque des objets perturbateurs (par exemple métal ou plastique) sont à proximité du tag ou placés sur la ligne de visée du lecteur. En effet, la proximité de ces objets par rapport à l'antenne du tag provoque la diminution du champ électrique à la surface de l'objet auquel le tag est attaché et ainsi dégrade en conséquence la zone de lecture des tags commerciaux, comme montré dans [1.18]. La RFID UHF CP est une solution intéressante qui réunit plusieurs avantages : le couplage magnétique est moins sensible à proximité de métaux ou de liquides, et de plus permet de lire plusieurs tags

empilés, cela en conservant le même taux d'échange de données et de lecture des systèmes UHF [1.19].

Les recherches dans le domaine de la RFID UHF CP ont été dans un premier temps dirigées vers le développement d'antennes capables de fournir de l'énergie opérationnelle à partir d'un champ magnétique ou d'un champ électrique ayant des propriétés champ proche. Plusieurs travaux ont été publiés concernant la topologie des antennes à considérer, les caractéristiques qu'elles doivent avoir pour assurer une bonne performance pour la lecture de tags [1.27]-[1.37] ainsi que leur capacité d'opérer dans les deux zones de propagation des ondes, champ proche et champ lointain [1.32]-[1.34]. Les types d'antenne lecteur généralement employés dans la RFID UHF CP sont la boucle segmentée [1.29], [1.32]-[1.35], l'antenne à onde progressive [1.30]-[1.31] ou encore l'antenne à onde de fuite (*leakage antenna*) [1.36]-[1.37].

Les systèmes RFID UHF CP peuvent utiliser les mêmes composantes qu'un système RFID UHF CL comme proposé par [1.19], et quatre configurations sont alors possibles pour déployer le système en CP :

1) Lecteur (CL) et tag (CL) où le lecteur opère à puissance maximale : dans cette configuration, les antennes du lecteur et du tag sont des antennes classiques (développées pour opérer en zone de CL) où le tag est lu dans la zone de champ proche de l'antenne du lecteur. La puissance d'émission du lecteur est réglée au maximum pour permettre la lecture du tag lorsque celui est attaché à un matériau perturbateur des ondes RF.

2) Lecteur (CL) et tag (CL) où le lecteur opère à basse puissance d'émission : cette configuration est analogue à la précédente à la différence que la puissance d'émission du lecteur est réglée à un niveau minimum nécessaire pour lire le tag à une distance donnée dans la zone de champ proche. Cette solution est réalisée afin d'éviter que le lecteur ne lise des tags placés dans la zone de champ lointain. L'inconvénient de cette configuration peut être associé à la difficulté de lire le tag dans la zone de CP lorsque celui est attaché à un matériau perturbateur RF [1.19].

3) Lecteur classique (CL) et tag de courte portée, ou comme défini en [1.10], [1.7] tag hybride, le lecteur fonctionnant à puissance maximale : deux types de tag peuvent être utilisés dans cette configuration. Le premier concerne les tags conçus pour fonctionner à courte portée (< 1 m). Le deuxième type de tags concerne les tags conçus pour être adaptés quand ils sont attachés à un matériau perturbateur RF (par exemple métal ou verre). Pour assurer la lecture du tag dans la zone CP le niveau de puissance d'émission du lecteur est réglé au maximum. L'inconvénient de cette configuration, comme pour la configuration 1), est lié à la lecture des tags présents dans la zone de champ lointain.

4) Lecteur et tag avec antennes spécialement conçues pour les applications champ proche et adaptées aux fréquences UHF (Fig. 1-10) : dans cette configuration, l'antenne du lecteur est conçue pour fournir un champ magnétique ou un champ électrique fort dans la zone de champ proche. L'antenne du tag est conçue pour récupérer un maximum d'énergie du champ généré par l'antenne du lecteur. Tel qu'utilisé dans les systèmes RFID HF et LF, le champ magnétique est plutôt privilégié dans les applications RFID UHF CP où l'antenne tag est une boucle comme illustré sur la Fig. 1-10. Comme cette configuration exige une conception d'antennes performantes dans la zone de champ proche, ce système est le plus coûteux par rapport aux autres configurations présentées mais le plus performant pour les applications RFID UHF CP. [1.19].



Fig. 1-10 – Exemples de tags RFID UHF spécialement conçus pour opérer dans la zone de CP-Re et leurs dimensions.

Ces deux premières parties ont abordé les concepts principaux de la technologie RFID et souligné les différents cas rencontrés. Les enjeux de cette thèse portent sur l'étude d'un système RFID UHF CP dans le but de proposer de nouvelles solutions pour la conception des antennes lecteurs et la conception des antennes tags, ainsi que la proposition de nouvelles méthodes de caractérisation. Dans la prochaine section, nous exposerons un état de l'art concernant les méthodologies et techniques de caractérisation existantes appliquées à la RFID UHF.

### 1.3 Etat de l'art sur la caractérisation de systèmes RFID UHF

Le succès d'une technologie est lié à son efficacité et aussi à son taux de réussite dans n'importe quelle configuration à laquelle elle est appliquée. Dans les actions qui peuvent être réalisées afin d'assurer la réussite d'une technologie, nous pouvons citer la caractérisation du système comme un aspect principal à prendre en compte. Cette action permet d'analyser si les éléments du système en question sont en accord avec les exigences de la technologie et elle peut aussi donner un diagnostic sur la réussite de l'application envisagée. L'action de caractérisation est réalisée au moyen d'un ensemble de tests physiques, électriques ou de performance.

Dans cette section les principaux travaux consacrés à la caractérisation des systèmes RFID UHF CP sont présentés afin de donner une vision de l'état de l'art sur ce sujet et se



positionner par rapport aux axes de recherche établis dans cette thèse. Les méthodes de caractérisation de la RFID UHF CL, aujourd'hui largement validées et connues dans la communauté, sont aussi brièvement présentées dans cette section.

### ***1.3.1 Caractérisation en champ proche***

La caractérisation RFID UHF CP repose sur le couplage électromagnétique entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag [1.7], réalisable par un couplage du type magnétique ou du type électrique. Dans la zone de CP, les champs émis par l'antenne se présentent de façon plus complexe par rapport aux champs rayonnants dans la zone de CL (le chapitre 2 détaillera ces aspects à partir de la théorie). Cette complexité est associée à l'évanouissement de l'amplitude de champ très rapidement avec l'accroissement de la distance  $r$  en des proportions en  $1/r^3$  contre  $1/r$  en zone de CL, et aux composantes de champs dans les directions longitudinales qui ne sont alors plus négligeables. L'énergie peut osciller autour de l'antenne (elle n'est pas rayonnée) à courte distance, ou bien être concentrée dans des champs rayonnants dont la distribution angulaire dépend de la distance. Les relations électromagnétiques entre lecteur et tag dans la zone de champ proche et dans la bande UHF ont été étudiés notamment dans les travaux [1.19]-[1.24] dont les principales contributions vont être rapidement résumées dans les paragraphes qui suivent.

Une introduction aux systèmes RFID UHF CP est présentée en [1.19]. Les théories sur la distribution des champs autour de l'antenne et leurs évanouissements sont rappelées ainsi que les différents types de systèmes RFID UHF CP. Le couplage entre lecteur et tag UHF est présenté par une approche basée sur un modèle de couplage inductif en LF/ HF. Le transfert de puissance du lecteur vers le tag est maximal quand le coefficient de couplage,  $C$ , est égal à 1. Le coefficient de couplage est un paramètre sans dimension qui caractérise l'interaction électromagnétique entre deux antennes. Il peut être interprété comme le signal qui est couplé (apparu) dans l'antenne de réception lorsqu'un signal unitaire est injecté dans l'antenne de transmission. La valeur de  $C$  peut être perturbée par des facteurs liés aux antennes (du lecteur et du tag) : leurs caractéristiques géométriques, la distance les séparant, l'orientation entre elles, et l'environnement qui les entoure. L'étude est complétée par l'introduction d'une procédure de mesure qui présente les moyens nécessaires pour évaluer le système en fonction de la puissance minimale d'émission pour activer un tag dans la région de CP en fonction de la fréquence et de la distance. A partir des résultats présentés, il est possible d'observer les limites de la région CP en comparant la courbe d'évolution de la puissance en fonction de la distance avec la courbe théorique dans la région de CL qui varie selon l'inverse de la distance au carré (soit  $1/r^2$ ). La Fig. 1-11 présente un extrait de [1.19] comparant résultats de mesure et théorie.

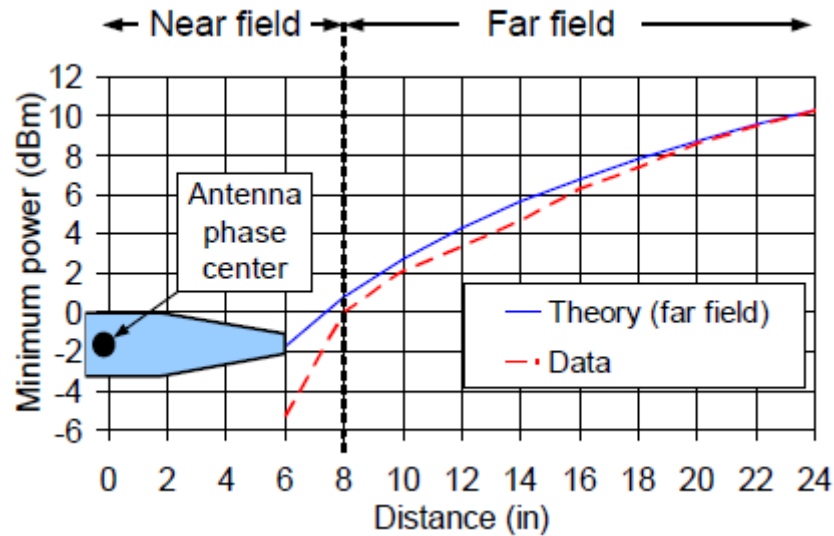


Fig. 1-11 – Comparaison entre la puissance minimum d'activation en fonction de la distance (donnée en pouces) et la courbe théorique d'un tag RFID UHF. Figure extraite de [1.19].

L'analyse du transfert de puissance entre l'antenne du lecteur et le tag est une approche simple pour évaluer la performance d'un système RFID UHF CP qui permet de s'affranchir d'analyses plus complexes basées sur la distribution et l'intensité des champs. Les approches théoriques présentent en effet certaines limites : elles sont possibles et relativement précises en considérant des antennes simples mais deviennent rapidement complexes et inenvisageables pour des antennes à géométrie non élémentaire telles que celles utilisées en pratique. Elles permettent alors seulement de souligner des tendances mais ne peuvent refléter la performance réelle d'un système constitué d'antennes quelconques. Dans ce cas, seules des approches par simulation ou mieux à travers des mesures peuvent donner des résultats réalistes. En partant de ce principe, plusieurs travaux [1.20]-[1.23] ont cherché à évaluer ce transfert de puissance de manière à déterminer quels paramètres et quelles caractéristiques jouent sur les performances de la RFID UHF CP.

### 1.3.1.1 Path Gain, PG

Dans le travail présenté en [1.20], Fuschini *et al* proposent une méthode pour évaluer les interactions électromagnétiques entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag dans la région de CP d'un système RFID UHF. Les auteurs partent du postulat que dans la zone de CP la communication entre les deux antennes est moins sensible à l'environnement car l'échange d'informations entre lecteur et tag se réalise à travers les lignes de champs magnétiques. Comme le champ magnétique est plus sensible à des matériaux possédant une haute perméabilité magnétique, plutôt inhabituels dans le quotidien, le couplage inductif dans les fréquences UHF serait moins sensible à l'environnement.

Pour évaluer l'immunité du système en champ proche, le rapport des puissances sous la dénomination de *Path Gain* (PG) est considéré. Le PG est modélisé comme le rapport entre la puissance incidente aux terminaux de l'antenne du tag, ( $P_{TAG}$ ), et la puissance envoyée par le lecteur, ( $P_{READER}$ ), comme présenté en (1.1). Comme l'accès à la puissance reçue aux bornes du tag sans que le dispositif de mesure ne perturbe son fonctionnement est très difficile à réaliser, les auteurs ont considéré que la puissance aux bornes de l'antenne du tag correspondait à la puissance de sensibilité de la puce ( $P_{sensibilité}$ ). Cette puissance est fournie par les fabricants des puces RFID, et représente le niveau de puissance minimum avec laquelle la puce RFID puisse être lue.

$$PG = \frac{P_{TAG}}{P_{READER}} \quad (1.1)$$

Pour les tests proposés, trois systèmes (comme proposé dans [1.19]) ont été évalués, à savoir : système 1) antenne lecteur CL et tag CL ; système 2) antenne lecteur CL et tag CP ; système 3) antenne CP et badge CP. D'après les analyses présentées, les auteurs concluent que tous les systèmes évalués n'apportent pas d'améliorations en termes d'immunité quand ils opèrent dans la zone de champ proche, et cela même quand il s'agit d'antennes dédiées au fonctionnement en zone de champ proche. Ce résultat peut être justifié par le fait que dans la bande UHF la zone de champ proche réactif est très réduite et que dans la majorité des cas la dimension de l'antenne lecteur est électriquement trop large pour produire un champ réactif quasi-stationnaire. Cependant, ces résultats ne mettent pas en cause l'utilité et les bénéfices de la RFID UHF en CP par rapport à la RFID UHF standard car le choix de la configuration se portera sur le type d'applications et/ou sur les conditions environnementales.

Une approche théorique plus approfondie sur le paramètre *Path Gain* est également menée dans [1.20]. Dans cette approche, un modèle mathématique basé sur le théorème de la réciprocité est proposé et évalué. Pour tester ce modèle, il est nécessaire de connaître la distribution de courant des antennes étudiées. Pour cela, des modèles simples d'antennes (dont boucle, dipôle et antenne patch) ont été choisis pour représenter le tag et le lecteur. Les résultats montrent que le couplage électromagnétique n'est pas nécessairement réalisé par le champ magnétique dans la région de CP et qu'une composante de champ électrique forte pourrait être suffisante pour coupler le lecteur et le tag.

### **1.3.1.2 Efficacité du transfert de puissance, PTE**

Toujours dans l'idée d'utiliser la relation entre la puissance envoyée par le lecteur et la puissance reçue par le tag pour caractériser le système RFID UHF en CP, les auteurs de [1.22]

introduisent le concept d'efficacité du transfert de puissance PTE (*Power Transfert Efficiency*) comme paramètre quantitatif pour analyser le couplage électromagnétique entre le lecteur et le tag. Dans leurs travaux [1.22]-[1.23], Buffi *et al* modélisent la liaison radio du système RFID UHF en CP par un réseau linéaire à deux ports, représenté par une matrice d'impédance,  $Z$ ,  $2 \times 2$  (Fig. 1-12). Ce paramètre est défini notamment en fonction de l'impédance mutuelle,  $Z_{21}$  et de la charge adaptée à l'antenne du tag,  $Z_L$  :

$$PTE = \frac{P_{TAG\_IN}}{P_{READER}} = |Z_{21}|^2 \frac{\Re\{Z_L\} / \Re\{Z_{in}\}}{|Z_L + Z_{22}|^2} \quad (1.2)$$

où  $Z_{in}$  est l'impédance d'entrée du réseau quand il est connecté (adapté) à l'impédance,  $\Re\{\cdot\}$  indique la partie réelle de l'expression considérée, et  $Z_{11}$  et  $Z_{22}$  sont respectivement les impédances d'entrée de l'antenne du lecteur et de l'antenne du tag, quand les antennes sont considérées à une distance supérieure à quelques centimètres (c'est-à-dire à une distance suffisante pour que l'impédance d'entrée ne soit pas affectée par l'impédance mutuelle entre les antennes).

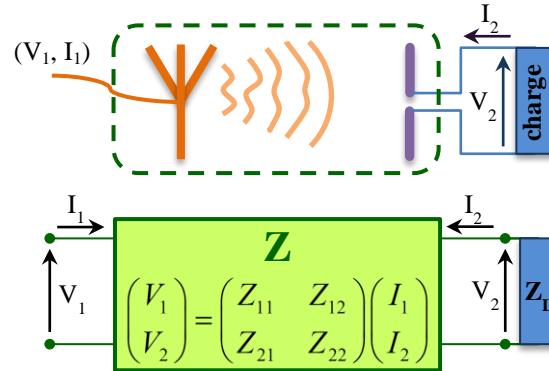


Fig. 1-12 – Modèle utilisé par Buffi *et al.* [1.22]-[1.23].

Des analyses numériques ont été réalisées pour évaluer le transfert de puissance. Dans une première configuration, une antenne boucle a été modélisée pour simuler le lecteur, et deux modèles de tags commerciaux ont été choisis. Dans une seconde configuration seulement les antennes tags ont été considérées, la même antenne tag ayant été utilisée pour simuler le côté lecteur et le côté tag. De ces travaux, il est possible de déduire que la valeur maximale de PTE est obtenue lorsque l'antenne du lecteur et l'antenne du tag sont identiques et qu'elles sont placées à une distance de séparation équivalente à la distance où l'impédance mutuelle est maximale. Ce résultat semble être cohérent car dans le cas où  $Z_{21}$  est maximal, les lignes de champs sont fortement couplées permettant un transfert de puissance optimal. Les études réalisées permettent aussi d'observer que la charge associée au tag a un fort impact sur la performance du PTE et que

la charge optimale considérée pour un PTE maximal dans la zone de CP peut être différente de celle de la zone de CL, qui normalement correspond au complexe conjugué de la puce RFID.

### 1.3.1.3 Impédance de transfert, $Z_{tr}$

Toujours basés sur le théorème de la réciprocité pour modéliser les interactions entre lecteur et tag, les travaux de Bolomey *et al* proposent une approche générale valable dans la zone de CP ainsi que dans la zone de CL [1.24]. Les auteurs introduisent l'impédance de transfert ( $Z_{tr}$ ), comme paramètre clé pour évaluer le système RFID, laquelle ne dépend pas de la charge connectée à l'antenne mais de l'environnement qui entoure le lecteur et le tag. Cette impédance de transfert est définie comme le rapport entre le carré de la tension de circuit ouvert au tag,  $V_{OC}$ , (c'est-à-dire la puissance en boucle ouverte vue au niveau du tag) et la puissance rayonnée par l'antenne du lecteur,  $P_a$  :

$$Z_{tr} = \frac{V_{OC}^2}{2P_a} \quad (1.3)$$

A partir de l'impédance de transfert, le coefficient de réflexion différentiel ( $\Delta\rho$ ) est introduit et est défini par :

$$\Delta\rho = Z_{tr} \frac{Z_{p2} - Z_{p1}}{(Z_{a_{TAG}} + Z_{p1})(Z_{a_{TAG}} + Z_{p2})} \quad (1.4)$$

Le coefficient de réflexion différentiel exprime les effets de l'environnement (à partir de  $Z_{tr}$ ) et de la modulation de charge à partir des impédances concernant l'état d'absorption  $Z_{p1}$  et l'état de réflexion  $Z_{p2}$  de la puce RFID sur la puissance réfléchiée par le tag. Le coefficient de réflexion est une contrepartie du paramètre généralement utilisé pour caractériser le tag UHF dans la zone de CP, la surface équivalente radar (SER,  $\sigma$ ) différentielle ( $\Delta\sigma$ ). L'avantage du coefficient de réflexion sur la surface équivalente radar différentielle est qu'il peut être calculé dans les zones de CP et CL, et également dans la zone de CL quand la condition d'espace libre n'est pas respectée, car il prend en compte les effets de l'environnement sur la rétro-modulation.

Deux paramètres de qualité sont également introduits et évalués : le facteur de charge ou *Load Factor* (LF) et l'efficacité de modulation ou *Modulation Efficiency* (ME). Le facteur de charge évalue la qualité de puissance récupérée par le tag, et il est associé à la distance d'activation du tag ; tandis que l'efficacité de modulation est attribuée à la qualité de la puissance rétro-modulée prenant en compte l'adaptation entre l'impédance complexe de l'antenne du tag et les impédances  $Z_{p1}$  et  $Z_{p2}$ . Ces paramètres sont ceux sur lesquels un compromis doit être considéré entre l'optimisation de la distance de lecture et la qualité du signal rétro-modulé. Ils peuvent servir comme directives au cours du processus de conception des antennes tags RFID.

### 1.3.1.4 Coefficient de couplage, $C$

Les travaux de Chen *et al* [1.21] viennent compléter la liste des travaux les plus significatifs pour la caractérisation des systèmes RFID UHF en CP. Dans cette étude, une formulation analytique est proposée pour calculer le coefficient de couplage de deux antennes arbitrairement orientées en fonction de la distance de séparation entre elles. Pour cela, les vecteurs tridimensionnels (3D) du diagramme de rayonnement de l'antenne lecteur et de l'antenne du tag, définis dans la zone de CL, doivent être connus ainsi que l'orientation relative des antennes. Cette formule est valide seulement dans la zone de CP-Ra. Une fois que le calcul du coefficient de couplage en fonction de la distance est réalisé, la distance de lecture du tag dans la zone de CP-Ra peut être estimée. Cette estimation est faite en comparant la valeur du coefficient de couplage obtenue à partir des informations de mesure (1.5) avec la valeur définie à partir de la formule. La valeur du coefficient de couplage obtenue par les moyens de mesure est calculée par :

$$C_{(dB)} = -\left(P_{READER(dB)} - Psensibilité_{(dB)} + \tau_{lecteur(dB)} + \tau_{puce}\right) \quad (1.5)$$

où  $\tau_{lecteur}$  et  $\tau_{puce}$  sont les coefficients d'adaptation d'impédance de l'antenne du lecteur et de l'antenne du tag respectivement. Une fois connue la valeur attribuée à  $C$  la distance de lecture peut être estimée sur la courbe (définie à partir de la formule analytique). Pour illustrer cette approche, prenons un exemple extrait de [1.21]. En considérant que  $Psensibilité$  et  $Preader$  sont égales à -3 dBm et 10 dBm respectivement et que les antennes sont parfaitement adaptées ( $\tau_{lecteur}$  et  $\tau_{puce}$  égaux à 0), alors on trouve  $C = -13$  dBm. Ensuite, en comparant la valeur de  $C = -13$  dBm avec la courbe définie par la formule analytique présentée par la Fig. 1-13 (courbe de trait plein) la distance de lecture peut être trouvée. Le cas présenté a été évalué à la fréquence de 920 MHz et la distance de lecture a été trouvée approximativement égale à 300 mm.

A partir des résultats présentés, Chen *et al* mettent en évidence les paramètres critiques liés au coefficient de couplage que sont le coefficient d'adaptation de l'antenne du tag, la directivité des antennes (tag et lecteur) ainsi que l'orientation des antennes.

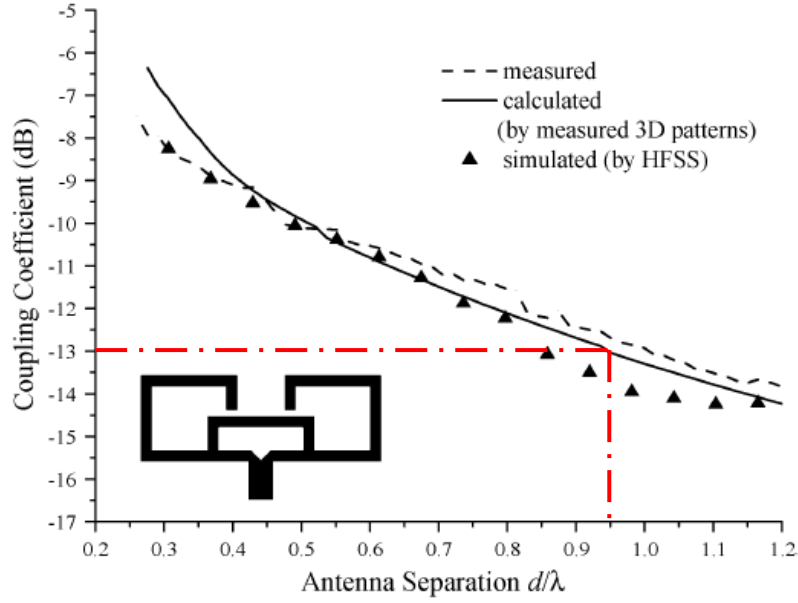


Fig. 13. Coupling coefficient versus antenna separation for the near-field RFID setup at 920 MHz. (Tag antenna: folded dipole).

Fig. 1-13 – Figure extrait de [1.21] afin d'illustrer l'estimation de la zone de lecture du tag dans la zone de champ proche en fonction du niveau de couplage mesuré.

### 1.3.2 Caractérisation en champ lointain

La caractérisation de la RFID UHF CL a fait l'objet de nombreux travaux ces dernières années, et notamment l'objet de la thèse [1.3] développée en lien avec le LNE qui visait l'évaluation des performances en environnement réel et qui a donc précédé les travaux menés dans cette thèse. Il en ressort principalement que la performance des tags peut être qualifiée en termes de la puissance d'activation, de distances de lecture (portée) et de la SER (différentielle ou non) de l'antenne du tag.

#### 1.3.2.1 Puissance d'activation, $P_{activation}$

La puissance d'activation ou puissance de réveil est définie comme le seuil minimum de puissance nécessaire pour activer/réveiller et lire le tag à une distance donnée. Pour mesurer cette valeur de puissance, le lecteur doit envoyer une requête à une fréquence fixe au tag en faisant varier le niveau de puissance de sortie jusqu'à ce que le tag réponde. De ce fait, les lecteurs RFID classiques ne sont pas recommandés car le niveau de puissance de sortie n'est pas toujours configurable. La puissance d'activation peut être définie en termes de puissance effective rayonnée ( $P_{ERP}$ ). La puissance  $P_{ERP}$  est calculée dans une direction donnée par :

$$P_{ERP} = P_{activation} \cdot D(\theta, \varphi) \quad (1.6)$$

où  $D(\theta, \varphi)$  est la directivité de l'antenne lecteur dans la direction  $(\theta, \varphi)$ .

Les niveaux de puissance autorisés dans les applications RFID sont fournis en fonction de la puissance  $P_{ERP}$ . Le  $P_{ERP}$  autorisé par les organismes français et européens de normalisation est de 2 W (33 dBm). Dans d'autres pays, comme aux Etats-Unis, la puissance de rayonnement est normalisée par rapport à une antenne isotrope (antenne qui rayonne de façon identique dans toutes les directions) ; la référence utilisée est le « 1 W EIRP » (*Equivalent Isotropic Radiated Power*). L'unité « 1 W ERP » prend comme référence la puissance de rayonnement d'une antenne dipôle et sachant que le gain d'un dipôle par rapport à une antenne isotrope équivaut à 1,64, les deux références peuvent être reliées par :

$$P_{EIRP} = 1,64 \cdot P_{ERP} \quad (1.7)$$

L'analyse de la puissance d'activation peut donner des informations supplémentaires sur la performance de tag. Par exemple, l'analyse de la puissance d'activation en fonction de la fréquence du signal envoyée par le lecteur ( $P_{activation}(f)$ ) peut estimer pour quelle fréquence le tag est le mieux adapté (Fig. 1-14).

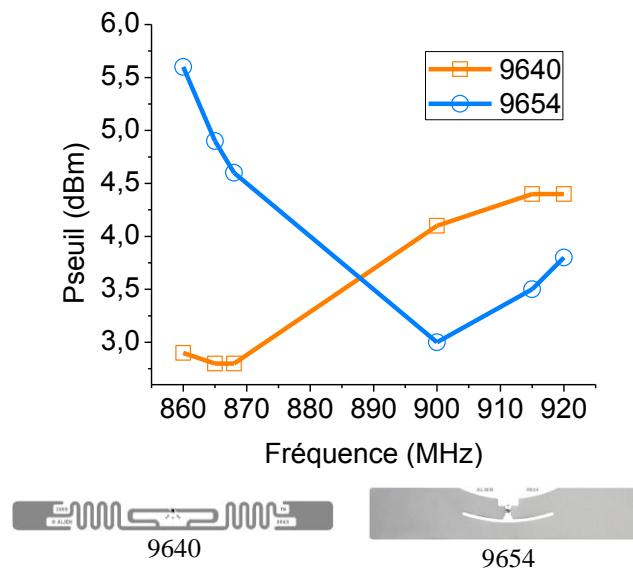


Fig. 1-14 – Exemple d'évaluation de la puissance d'activation (ici écrit Pseuil (dBm) en fonction de la fréquence de deux tags commerciaux (avec un gain de l'antenne lecteur égal à 7 dBi et une distance de lecture 60 cm).

Cette fonction  $P_{activation}(f)$  peut être aussi utilisée pour indiquer le comportement du tag quand celui-ci est placé sur un support de propriétés électromagnétiques différentes de celles de l'air, tel que le plastique, le bois ou le verre.

Une autre approche concernant l'analyse de la puissance d'activation pour la caractérisation des tags RFID UHF passifs consiste à tracer la sensibilité du tag à la puissance d'activation en fonction du déplacement angulaire du tag. Pour cette analyse, la puissance d'activation est normalisée par rapport à la valeur du minimum obtenue dans une direction angulaire  $(\theta, \varphi)$  donnée. Cette analyse donne une perspective du rayonnement de l'antenne du tag



et est souvent présentée dans la fiche technique (*datasheet*) de tags commerciaux, comme montré par la Fig. 1-15.

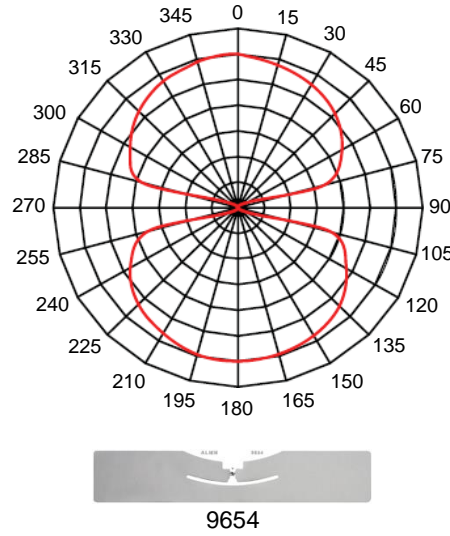


Fig. 1-15 – Sensibilité angulaire du tag commercial 9654: puissance d’activation normalisée en fonction de l’orientation angulaire, extrait de [1.39].

La portée de lecture du tag ( $d$ ) et la puissance d’activation sont directement liées. Moins de puissance un tag a besoin pour être activé, plus longue sera la portée lorsque le niveau de puissance du lecteur est réglé au maximum autorisé. La portée maximale d’un tag RFID,  $d_{max}$ , est le critère d’évaluation le plus utilisé pour caractériser un tag. Cette portée maximale est déterminée généralement par le rapport entre la distance maximum de lecture dans l’espace libre et la puissance maximale autorisée  $P_{ERP\_max}$  (ou  $P_{EIRP\_max}$ ) [1.3] :

$$d_{max} = d \cdot \sqrt{\frac{P_{ERP\_max}}{P_{activation}}} \quad (1.8)$$

La portée maximale d’un tag est liée également aux caractéristiques du système RFID car elle dépend de la condition d’espace libre entre lecteur et tag, de la puissance transmise par le lecteur [1.38], de la sensibilité du tag ainsi que de la sensibilité du récepteur du lecteur. Comme exemple nous pouvons noter que l’amélioration de la sensibilité de la puce au cours des années a nettement influencé la performance de la distance de lecture du tag Fig. 1-16.

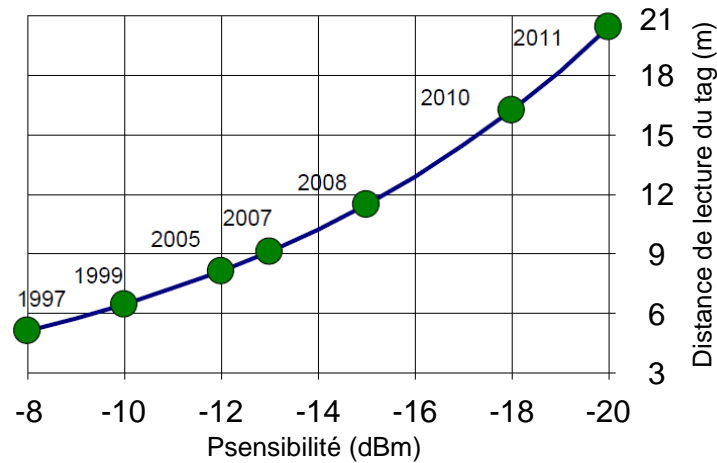


Fig. 1-16 – Evolution de la distance de lecture en fonction de la puissance de sensibilité de la puce lors de ces dernières années (pour une puissance PEIRP maximale égale à 4 W, à 915 MHz dans l'espace libre avec une antenne tag de 2dBi), extrait de [1.38].

### 1.3.2.2 Surface équivalente radar différentielle, $\Delta\sigma$

Un système RFID UHF CL peut être vu comme un système radar où sa cible (le tag) réfléchit une partie des ondes envoyées par l'émetteur (le lecteur) pour être identifiée. A partir de cette analogie, la surface équivalente radar de l'antenne du tag est souvent utilisée pour calculer la portée du tag et aussi analyser l'intensité du signal re-rayonné par celui-ci. La SER  $\sigma$  quantifie la capacité de la cible à réfléchir une onde incidente ; elle est liée aux propriétés physiques (géométriques) de l'antenne, à son gain et au coefficient de réflexion. Etant donné que le tag RFID UHF passif se sert de la réflexion de l'onde incidente (en changeant le coefficient de réflexion de l'antenne) pour communiquer avec le lecteur, l'analyse de la SER différentielle apparaît aussi comme un paramètre essentiel à prendre en compte pour évaluer la qualité de la modulation du tag RFID. La SER différentielle correspond à la différence entre la surface équivalente radar des deux états de l'impédance de la puce. Ce paramètre est généralement évalué en fonction de la fréquence ou en fonction de la puissance à une fréquence fixe.

Le Tableau 1-2, extrait des travaux de [1.3], résume les principaux paramètres de caractérisation des tags RFID UHF passifs et les conclusions qui peuvent être tirées d'après les résultats obtenus.

TABLEAU 1-2 – SYNTHÈSE DE PARAMÈTRES DE CARACTÉRISATION DES TAGS RFID UHF PASSIF CL [1.3].

Paramètre	Caractéristiques observées	Conclusions déduites
$d_{max}(f)$ ou $P_{seuil}$	Fréquences de fonctionnement du tag	- Fréquence de fonctionnement optimale ; - Bande large/étroite.
$d_{max}(\theta, \varphi)$ ou $P_{seuil}(\theta, \varphi)$	Directivité	- Une direction privilégiée ou - Omnidirectionnelle.
	Polarisation	- Une polarisation privilégiée ou - Un fonctionnement identique quelle que soit l'orientation.
$\Delta\sigma(P)$	Qualité de la modulation du signal re-rayonné par le tag	- Valeur maximale quand $P = P_{activation}$ ; - Diminution avec l'augmentation de la puissance.
$\Delta\sigma(f)$		Optimisé pour les fréquences où le tag est le mieux adapté.

## 1.4 Conclusion

D'après la bibliographie présentée concernant la caractérisation des systèmes RFID UHF passifs en CP, on peut constater qu'à cause de la complexité des champs dans la zone de CP, les méthodes de caractérisation actuelles sont limitées : soit appliquées à des antennes à structures élémentaires c'est-à-dire dont la distribution de courant peut être relativement facilement déterminée (par exemple pour les antennes de type dipôle, boucle ou patch [1.20]-[1.21]), soit à des systèmes qui peuvent être modélisés dans des logiciels de simulation électromagnétique [1.21]-[1.22] impliquant une complexité qui reste réduite et des temps de calcul qui peuvent devenir peu raisonnables. De plus, la réalisation de ces méthodes ([1.21]-[1.22]) par des moyens de mesure n'est applicable qu'à des prototypes d'antenne lecteur et d'antenne tag (au moins observé dans la majorité des travaux présentés), n'ouvrant pas de possibilité pour caractériser des systèmes RFID réels. En conséquence, cela montre que de nouvelles méthodes de caractérisation adaptées aux contraintes industrielles et applicables à tous types de tags RFID UHF sont nécessaires.

Dans ce contexte, les objectifs de cette thèse sont donc : 1) de proposer et de mettre au point de nouvelles méthodes de caractérisation des systèmes RFID UHF en CP ; 2) de développer des solutions pour améliorer la communication entre lecteur et tag ; cela en proposant de nouvelles approches de conception et en parallèle de nouvelles antennes pour lecteur et tag, dédiées aux applications en CP.

## 1.5 Références

- [1.1] D. M. Dobkin, « The RF in RFID: passive UHF RFID in practice », Newnes, 2007.
- [1.2] RFID Journal disponible à : <http://www.rfidjournal.com/articles/view?1338/>.
- [1.3] A. Pouzin, « Qualification d'éléments RFID en environnement opérationnel », mémoire de thèse, Université Grenoble-Alpes, LCIS, France, Décembre 2009.
- [1.4] V.D. Hunt, A. Puglia and M. Puglia, « RFID: A guide to radio frequency identification », John Wiley and Sons, 2007.
- [1.5] K. Finkenzeller, « RFID Handbook: fundamentals and applications in contactless Smart cards, radio frequency identification and near-field communication », 3th edition, Wiley, 2010.
- [1.6] GS1, « EPC™ Radio-frequency identity protocols generation-2 UHF RFID », disponible à : <http://www.gs1.org/>.
- [1.7] J. D. Krauss, « Antennas for all applications », 2<sup>nd</sup> edition, McGraw-Hill, 1997.
- [1.8] P. Pursula et al, « Millimeter-wave identification—a new short-range radio system for low-power high data-rate applications », IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, n° 10, pp. 2221-2228, October 2008.
- [1.9] N. Pornsuwancharoena, M. Tasakorna, P.P. Yupapinb, S. Chaiyasoonthornc, « Highly THz frequency carrier generated by light for multipurpose RFID applications », Int. Journal for Light and Electron Optics, vol. 124, n° 5, pp. 446-450, March 2013.
- [1.10] A.C. de Souza, Y. Duroc, T.P. Vuong, and A. Luce, « Differential power calculation to RFID UHF passive tags characterization », IEEE RFID Brasil 2014, in press.
- [1.11] A. Newby, « The science of tracking and tracing your valuable product », white paper Wiley, published in Food&Drink Business Magazine, disponible à : [http://www.wiley.com.au/content/upload/documents/White\\_Papers/Article\\_-\\_Dual\\_frequency\\_RFID.pdf](http://www.wiley.com.au/content/upload/documents/White_Papers/Article_-_Dual_frequency_RFID.pdf).
- [1.12] T. Deleruyelle, P. Pannier, J. Alarcon, M. Egels and E. Bergeret, « Multi-Standard mono-chip HF-UHF RFID tag antenna », European Microwave Conference, pp. 1094-1097, September 2010.
- [1.13] P. Iliev, P. Le-Thuc, R. Staraj and C. Luxey, « Near field / far field RFID tag antenna », EuCAP 2010, pp. 1-4, April 2010.
- [1.14] S. Preradovic, I. Balbin, N. Karmark, G. F. Swiegers, « Multiresonator-based chipless RFID system for low-cost item tracking », in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.57, n.5, pp. 1411-1419, May 2009.
- [1.15] K. Sangkil, J. Cooper, M.M. Tentzeris, R. Herre, S. Gu and T. Lasri, « A novel inkjet-printed chipless RFID-based passive fluid sensor platform », IEEE Sensors 2013, pp. 1-4, November 2013.

- [1.16] NXP, « SL3S1203\_1213 UCODE G2iL Product data sheet », disponible à [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/SL3S1203\\_1213.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/SL3S1203_1213.pdf).
- [1.17] Impinj, « Monza®5 tag chip datasheet 3-24-14 », disponible à <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202756948-Monza-5-Tag-Chip-Datasheet>.
- [1.18] D. M. Dobkin and S. M. Weigand, « Environmental effects on RFID tag antennas », International Microwave Symposium Digest, pp. 12-17, June 2005.
- [1.19] P. V. Nikitin, K.V.S. Rao and S. Lazar, « An overview of near field UHF RFID, » 2007 IEEE International Conference in RFID, pp. 167-174, March 2007.
- [1.20] F. Fuschini, C. Piersanti, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, and G. Falciasacca « Electromagnetic Analyses of Near Field UHF RFID Systems, » IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 58, no. 5, pp. 1759-1770, May 2010.
- [1.21] Y. S. Chen, S. Y. Chen and H. J. Li, « Analysis of antenna coupling in near-field communication systems, » IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 58, no. 10, pp. 3327-3335, October 2010.
- [1.22] A. Buffi, P. Nepa, and G. Manara, « Analysis of the near-field coupling in UHF systems, » 2011 IEEE-APS Topical Conf. on Antennas and Propagation in Wireless Communication, pp. 931-934, September 2011.
- [1.23] A. Buffi, « Antennas and propagation models in advanced RFID Systems », PhD thesis, University of Pisa, March 2012.
- [1.24] J.C. Bolomey, S. Capdevila, L. Jofre and J. Romeu, « Electromagnetic modeling of RFID-modulated scattering mechanism. Application to tag performance evaluation, » Proceedings of IEEE, vol. 98, no. 9, pp. 1555-1569, September 2010.
- [1.25] T. S. Bird, N. Rykema, and K. W. Smart, « Antenna impedance matching for a maximum power transfer on wireless sensor networks », IEEE Sensors 2009, pp. 916-919, Octobre 2009.
- [1.26] Q. Chen, K. Ozawa, Q. Yuan and K. Sawaya, « Antenna characterization for wireless power-transmission system using Near-Field coupling », IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 54, no. 4, pp. 108–116, August 2012.
- [1.27] X. Qing and Z. N. Chen, « UHF near-field RFID antennas », IEEE Int. Workshop on Antenna Technology, 2010.
- [1.28] M. Dhaouadi, M. Mabrouk, T.P. Vuong, A.C. de Souza, A. Ghazel, « A capacitively-loaded loop antenna for UHF near-field RFID reader applications », IEEE RWS, pp. 25-28, January 2015.
- [1.29] A. L. Popov *et al*, « Magnetic field intensity in near field zone of loop antenna for RFID systems », Technical Physics Letters, vol. 36, n° 10, pp. 882–884, 2010.
- [1.30] A. Ren, C. Wu, Y. Gao et Y. Yuan, « A robust UHF near-Field RFID reader antenna », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, n° 4, April 2012.
- [1.31] A. Michel, R. Caso, A. Buffi, P. Nepa et G. Isola « Meandered TWAS array for near-field UHF RFID applications », Electronics Letters, vol. 50, pp.17-18, January 2014.

- [1.32] A.C. de Souza, Y. Duroc, T.P. Vuong and A. Luce, « A near-field and far-field antenna for UHF RFID applications », IEEE-APS APWC, pp.1240-1243, September 2013.
- [1.33] A. L. Borja et al, « A reconfigurable passive UHF reader loop antenna for near-field and far-field RFID applications », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 580-583, June 2012.
- [1.34] B. Shrestha et al, « UHF RFID reader antenna for near-field and far-field operations », IEEE Antennas and Wireless Propagation L., vol. 10, pp.1274-1277, November 2011.
- [1.35] D. M. Dobkin et al, « Segmented magnetic antennas for near-field UHF RFID », Microwave Journal, vol. 50, n° 6, June 2007.
- [1.36] M. Frank and P. Enoksson, « Phase compensated transmission line for leakage field coupling in UHF RFID applications », IEEE EuCAP 2013, pp. 1702-1706, April 2013.
- [1.37] C. R. Medeiros, J. R. Costa et C. A. Fernandes, « RFID reader antennas for tag detection in self-confined volumes at UHF », IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 53, n° 2, April 2011.
- [1.38] P. Nikitin, K.V.S. Rao and S. Lam, « UHF RFID tag characterization: overview and state-of-art », Antenna Measurement Techniques Association Symposium, pp. 289-294, Seattle, October 2012.
- [1.39] Alien®, « ALN-9654 G inlay », disponible à : <http://www.alientechnology.com/wp-content/uploads/Alien-Technology-Higgs-3-ALN-9654-G.pdf>.



# Chapitre 2

## *Etude des antennes lecteur RFID UHF en champ proche/champ lointain*

<b>2.1 Distribution de champs électromagnétiques autour de l'antenne .....</b>	<b>48</b>
2.1.1 Définitions des limites des zones de champ .....	48
2.1.2 Etude de la distribution des champs électromagnétiques autour d'une antenne dipôle .....	51
2.1.3 Energie.....	56
<b>2.2 Conception des antennes des lecteurs RFID.....</b>	<b>59</b>
2.2.1 Antennes champ proche réactif .....	60
2.2.2 Antennes champ proche radiatif .....	68
2.2.3 Antennes champ lointain .....	69
2.2.4 Antennes combinées .....	70
<b>2.3 Tests de performance.....</b>	<b>75</b>
2.3.1 Banc de mesure .....	76
2.3.2 Procédure de mesure .....	77
2.3.3 Résultats .....	79
2.3.4 Bilan .....	87
<b>2.4 Conclusion .....</b>	<b>87</b>
<b>2.5 Références.....</b>	<b>89</b>



## 2. Etude des antennes lecteur RFID UHF en champ proche/champ lointain

Ce chapitre est consacré, dans une première partie, à l'étude théorique de la distribution des champs électromagnétiques dans les zones de champ proche et champ lointain. Cette étude est une étape importante pour la compréhension du principe de couplage entre l'antenne lecteur et l'antenne du tag qui sera abordé dans le Chapitre 4. Dans une deuxième partie, nous présentons les directives pour la conception d'antennes lecteurs champ proche et champ lointain où nous montrons les principaux critères pour la conception d'antennes performantes dans la zone champ proche pour les applications RFID UHF passives. Enfin, la troisième et dernière partie de ce chapitre présente une étude sur la performance des antennes lecteurs dans la zone de champ proche. Dans ce but nous allons présenter le banc de test utilisé, la procédure de mesure et les résultats obtenus.

### 2.1 Distribution de champs électromagnétiques autour de l'antenne

#### 2.1.1 Définitions des limites des zones de champ

Dans cette section les conditions pour déterminer les distances qui délimitent la zone de champ lointain et la zone de champ proche d'une antenne sont développées. Pour cela nous utilisons une approche pour laquelle les lignes de champs sortant de l'antenne sont interprétées telles que des lignes ou des rayons géométriques.

La région de champ lointain d'une antenne est définie comme la région où la distribution angulaire de champ est indépendante de la distance à un point quelconque dans la région de l'antenne. La forme des ondes électromagnétiques qui partent de l'antenne est sphérique, et dans cette région les ondes sont considérées comme planes. Pour que cela soit vrai, la différence de phase entre le front d'onde et une surface plane ne doit pas excéder  $22,5^\circ$ . La différence de phase correspond à la longueur  $\lambda/16$  ( $2\pi/\lambda \cdot \lambda/16 = \pi/8 \text{ rad} = 22,5^\circ$ ).

Pour déduire les régions de champ proche et de champ lointain nous considérons l'exemple de la Fig. 2-1. En considérant un point P dans le plan y-z extérieur à la surface de l'antenne, les deux rayons  $R$  et  $r$  sont tracés respectivement à partir d'un point à l'extrémité de

l'antenne et d'un point au centre de l'antenne. A partir de la relation de cosinus nous pouvons écrire que:

$$R = \sqrt{r^2 + z^2 - 2zr\cos\theta} \quad (2.1)$$

Si on applique le théorème binomial, l'équation (2.1) peut être développée tel que :

$$R = r - z\cos\theta + \frac{z^2 \sin^2 \theta}{2r} + \frac{z^3 \sin^2 \theta \cos\theta}{2r^2} + \dots \quad (2.2)$$

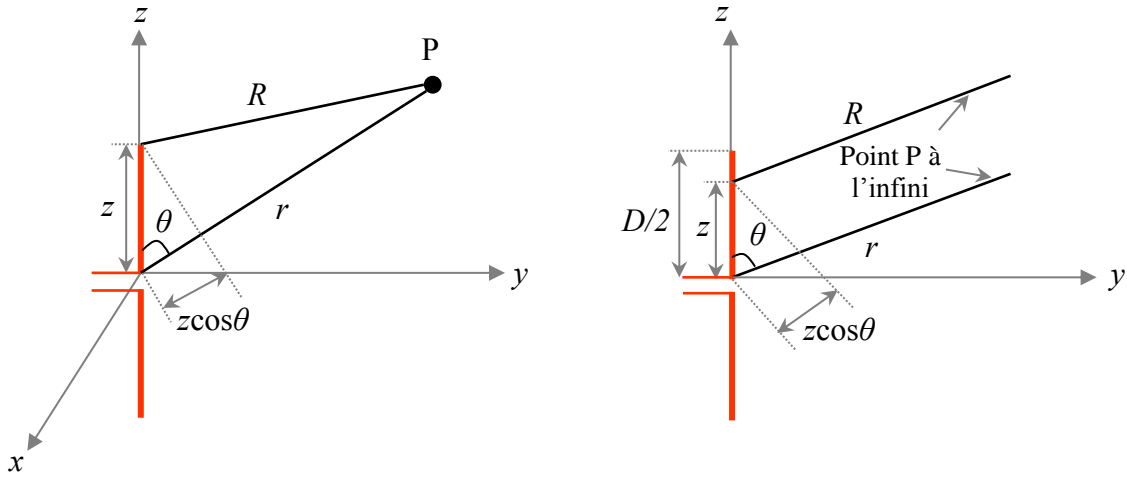


Fig. 2-1 – Approximation géométrique des rayons  $R$  et  $r$  pour la définition des limites de zones de champ d'une antenne.

La condition idéale pour définir la région de champ lointain serait de considérer que les rayons  $R$  et  $r$  sont parallèles l'un à l'autre. Toutefois, cette condition n'est valable qu'à l'infini. Une solution est donc de faire une approximation en prenant en compte une erreur maximale en (2.2), avec laquelle le principe des rayons parallèles peut être utilisé pour déterminer la région de champ lointain. La distance qui détermine le début de la zone de champ lointain ( $r_{CL}$ ) correspond à la valeur de  $r$  pour laquelle l'erreur en  $R$  due à la négligence du troisième terme de (2.2) équivaut à  $\lambda/16$  [2.1]-[2.3] :

$$R/r \approx \frac{z^2 \sin^2 \theta}{2r} > \frac{\lambda}{16} \quad (2.3)$$

Ainsi, si on suppose que  $z = D/2$ , où  $D$  est la plus grande dimension de l'antenne, nous pouvons trouver la valeur de  $r_{CL}$  pour le cas d'une erreur maximale quand  $\theta = 90^\circ$ . En remplaçant ces deux termes en (2.3) nous trouvons que :

$$\frac{(D/2)^2 \sin^2(90^\circ)}{2r_{CL}} = \frac{\lambda}{16} \quad (2.4)$$

$$r_{CL} \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.4a)$$

Pour déduire la distance qui définit le début de la zone de champ proche radiatif ( $r_{CP-Ra}$ ), ou la fin de la zone de champ proche réactif, le point d'observation P doit être pris à une distance inférieure à (2.4a). A ce point, pour considérer la condition d'une erreur de phase maximale dans l'approche de  $R$  à  $r$ , nous devons considérer les trois premiers termes les plus significatifs et négliger le quatrième terme de (2.2). Pour réaliser cette approche, il faut d'abord trouver pour quelle valeur de  $\theta$  nous avons une erreur maximale lorsqu'on omet le quatrième terme, en faisant :

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left[ \frac{z^3 \sin^2 \theta \cos \theta}{2r^2} \right] = 0 \quad (2.5)$$

Deux solutions sont possibles pour (2.5) :  $\theta = 0^\circ$  ou  $\theta = \tan^{-1}(\pm\sqrt{2})$ . La solution  $\theta = 0^\circ$  est écartée car elle accorde à (2.5) un minimum local. La solution  $\theta_{\max} = \tan^{-1}(\pm\sqrt{2}) = \pm 54,73^\circ$  est donc retenue. Une fois définie la valeur de  $\theta$ , nous pouvons trouver la valeur de  $r_{CP-Ra}$  pour laquelle l'erreur de phase maximum sera inférieure à  $\pi/8$  ( $\lambda/16$ ) par omission du quatrième terme :

$$\left. \frac{z^3 \sin^2 \theta \cos \theta}{2r_{CP}^2} \right|_{\substack{\theta=\pm 54,73^\circ \\ z=D/2}} \leq \frac{\lambda}{16} \quad (2.6)$$

$$\frac{(D/2)^3}{2r_{CP-Ra}^2} \sin^2(54,73^\circ) \cos(54,73^\circ) \leq \frac{\lambda}{16} \quad (2.6a)$$

$$r_{CP-Ra} \geq 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.6b)$$

Pour les antennes électriquement petites, les champs proches radiatifs sont minimaux. Nous considérons donc pour ce type d'antennes seulement deux zones : champ proche réactif et champ lointain. La limite entre ces deux zones est définie par :

$$r_{CP} \leq \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.7)$$

Dans le Tableau 2-1 nous pouvons résumer les distances qui limitent chaque région de champ.

TABLEAU 2-1 – LES LIMITES DE LA ZONE DE CHAMP PROCHE REACTIF, CHAMP PROCHE RADIATIF ET CHAMP LOINTAIN.

Antenne	Région	Distance à l'antenne $r$
Antenne où $D \gg \lambda$	Champ proche réactif	$0 \text{ à } 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$
	Cham proche radiatif	$0,62\sqrt{D^3/\lambda} \text{ à } 2D^2/\lambda$
	Champ lointain	$2D^2/\lambda \text{ à } \infty$
Antenne où $D \ll \lambda$	Champ proche réactif	$0 \text{ à } \lambda/2\pi$
	Champ lointain	$\lambda/2\pi \text{ à } \infty$

La définition des distances qui limitent les zones d'action de champ rayonné d'une antenne présentée dans cette section est la définition la plus couramment utilisée. D'autres critères peuvent être employés pour délimiter les limites des régions champ proche et champ lointain, tels que la taille de l'antenne de transmission par rapport à l'antenne de réception, les erreurs de mesure acceptées, ou encore le type d'antenne mesurée. Plus de détails sont donnés dans [2.4]. Dans ces travaux de thèse, nous utiliserons la définition présentée dans cette section, car conformément à la bande de fréquences dans laquelle nous travaillons (800 MHz – 1000 MHz) cette définition est suffisante pour la délimitation des zones [2.2].

### 2.1.2 Etude de la distribution des champs électromagnétiques autour d'une antenne dipôle

Dans cette section, nous présentons les éléments théoriques importants pour la compréhension du comportement électromagnétique des champs dans les régions de champ proche réactif, champ proche radiatif et champ lointain. Pour cela, nous avons choisi d'analyser les équations d'un dipôle infinitésimal (de longueur,  $l$  telle que  $l \ll \lambda$ ) comme représenté sur la Fig. 2-2. Les équations du champ magnétique et du champ électrique sont rappelées ci-dessous :

$$H_r = H_\theta = 0 \quad (2.8a)$$

$$H_\phi = j \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.8b)$$

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.9a)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.9b)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.9c)$$

où  $k = 2\pi/\lambda$  est la constante de phase d'onde plane,  $\eta$  est l'impédance intrinsèque du milieu dont la valeur dans l'espace libre est égale à  $120\pi$  et  $I_0$  est la valeur de courant circulant dans le dipôle. Comme il s'agit d'un dipôle infinitésimal le courant a une valeur constante. Les équations du champ magnétique (2.8a)-(2.8b) et du champ électrique (2.9a)-(2.9c) sont valides dans toutes les régions de l'espace sauf dans la source de l'antenne [2.1].

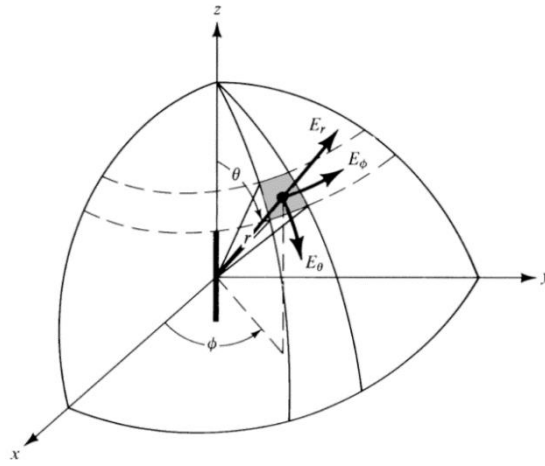


Fig. 2-2 – Représentation de l'orientation des composantes de champ électrique d'un dipôle infinitésimal en coordonnées sphériques [2.1].

Les Fig. 2-3-Fig. 2-5 fournissent une représentation de la variation d'amplitude dans le temps des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  en coordonnées rectangulaires. Les équations des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  en coordonnées rectangulaires sont données dans l'Annexe A : . Le calcul a été réalisé à partir des équations (2.8a)-(2.9c) pour un dipôle infinitésimal placé le long de l'axe  $z$  à la fréquence de 1 GHz et pour un courant d'amplitude ( $I_0$ ) égale à 1 A et variant dans le temps ( $I \approx I_0 e^{i\omega t}$  avec la pulsation  $\omega = 2\pi/T$ ). Nous pouvons observer que les pics des composantes du champ électrique et de la composante du champ magnétique alternent à chaque quart de la période  $T$ . La composante du champ magnétique  $H_y$  est plus importante dans la zone de champ proche. Par contre son amplitude s'évanouit plus rapidement que les composantes du champ électrique. Les composantes du champ électrique,  $E_x$  et  $E_z$ , ont leurs pics maximaux dans la zone de champ lointain. La partie imaginaire des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  est présentée dans l'Annexe A : A partir des

équations (2.8a)-(2.9c), nous introduisons une analyse plus détaillée de la performance des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  dans les trois régions qui sont présentés dans le prochain paragraphe.

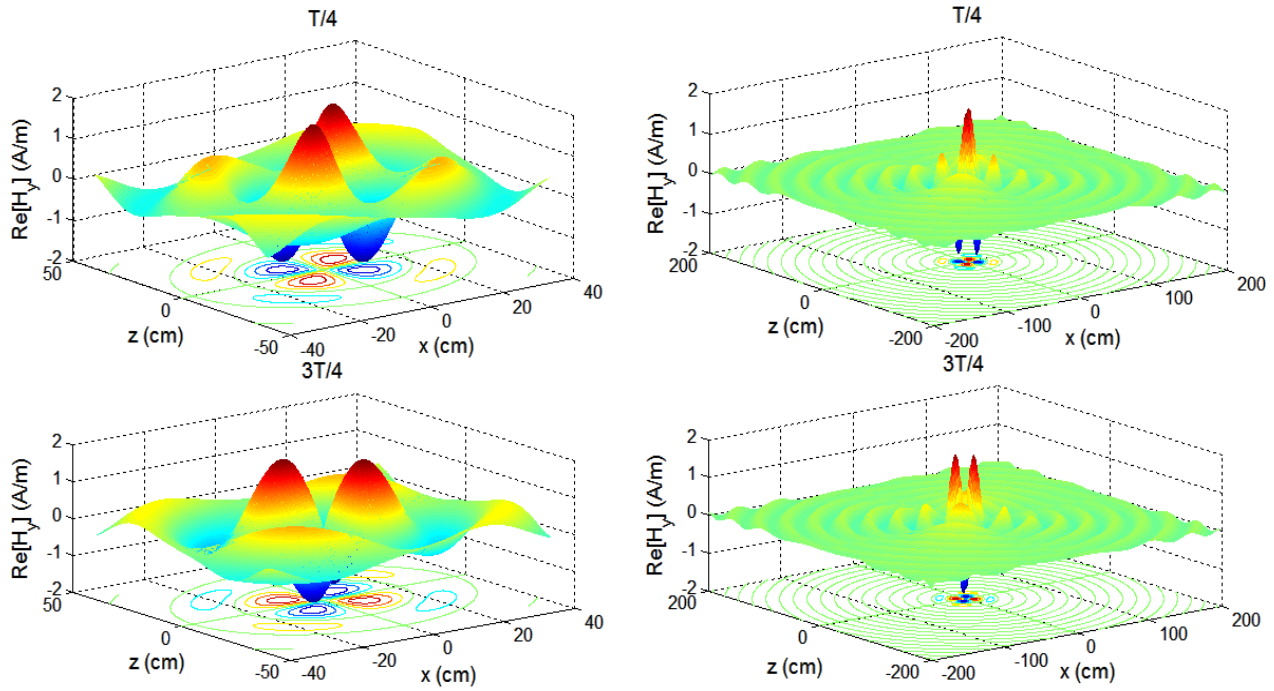


Fig. 2-3 – Variation de la partie réelle du champ magnétique pour les temps  $T/4$  et  $3T/4$  dans la zone de CP et CL.

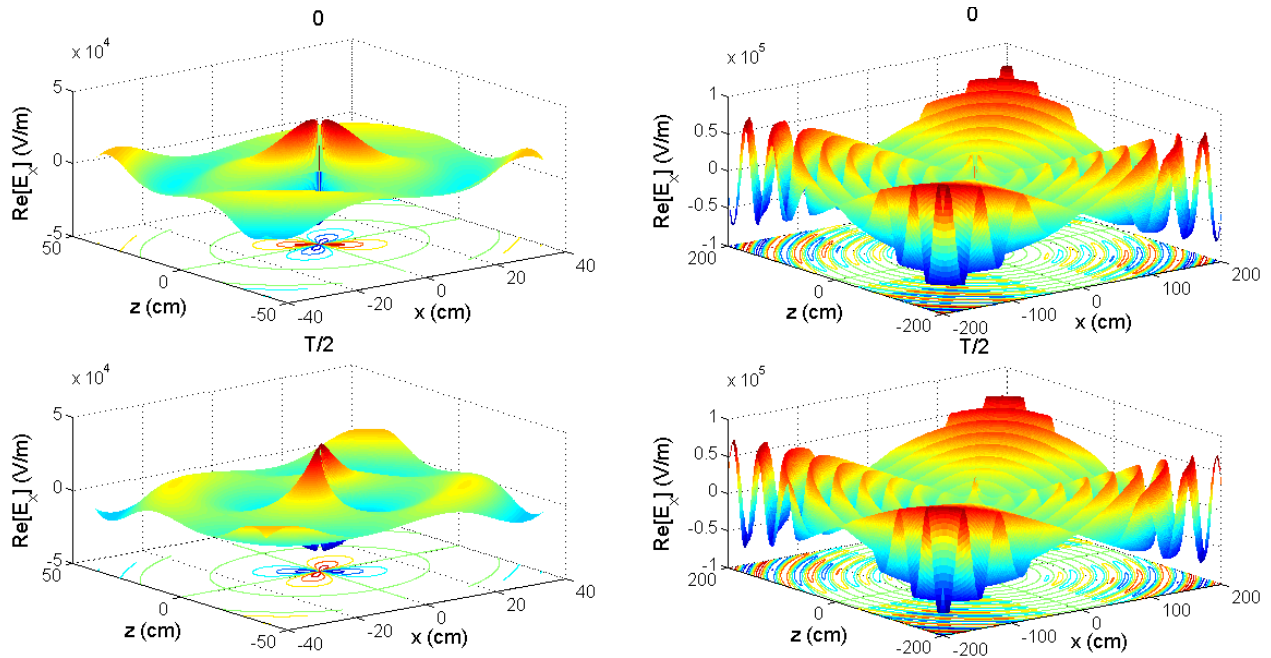
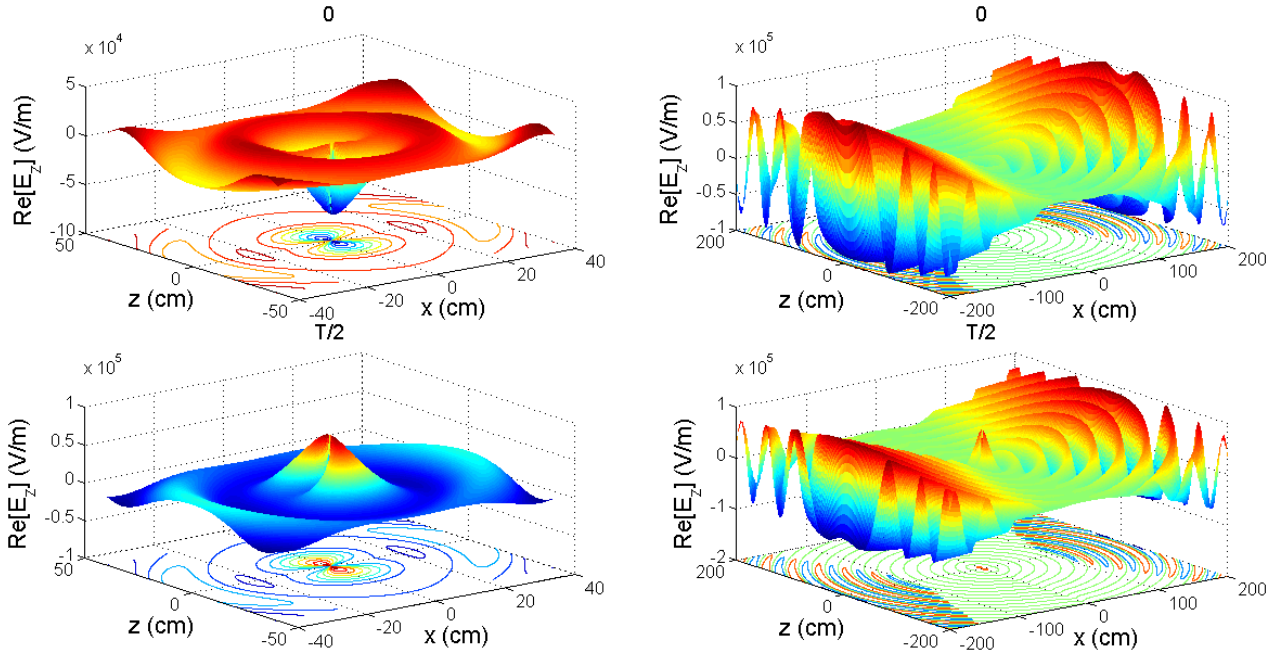


Fig. 2-4 – Variation de la partie réelle de la composante  $E_x$  pour les temps  $0$  et  $T/2$  dans la zone de CP et CL.


 Fig. 2-5 – Variation de la partie réelle de la composante  $E_z$  pour les temps 0 et  $T/2$  dans la zone de CP et CL.

### 2.1.2.1 Région de champ proche réactif

La région de champ proche réactif est la première région d'action des champs électromagnétiques partant de l'antenne immédiatement autour de l'antenne. Dans cette région, nous considérons la condition  $kr \ll 1$ . Les termes dominants dans les équations de  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  sont ceux avec la plus grande puissance inverse de  $r$ . Les équations (2.8a)-(2.9c) sont réduites à :

$$H_r^{cp-re} = H_\theta^{cp-re} = E_\phi^{cp-re} = 0 \quad (2.10a)$$

$$H_\phi^{cp-re} = \frac{I_0 l}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r^2} \sin \theta \quad (2.10b)$$

$$E_r^{cp-re} = -j\eta \frac{I_0 l}{2\pi k} \frac{e^{-jkr}}{r^3} \cos \theta \quad (2.10c)$$

$$E_\theta^{cp-re} = -j\eta \frac{I_0 l}{4\pi k} \frac{e^{-jkr}}{r^3} \sin \theta \quad (2.10d)$$

où l'indice  $cp-re$  fait référence au terme champ proche réactif. La variation de champ  $\mathbf{E}$  (2.10c)-(2.10d) est proportionnelle à  $1/r^3$  et ses caractéristiques se rapprochent d'un dipôle électrostatique de charges  $+q$  et  $-q$  séparées de  $l$  [2.2]. Les composantes de champ  $\mathbf{E}$ ,  $E_r$  et  $E_\theta$ , sont en phase, mais en quadrature de phase avec la composante du champ  $\mathbf{H}$ ,  $H_\phi$ . Les caractéristiques du champ magnétique se rapprochent du champ magnétique d'un élément de courant d'amplitude constante (statique) multiplié par le terme exponentiel  $e^{-jkr}$  [2.1]. Les équations (2.10a)-(2.10d) sont conventionnellement appelées de champ stationnaire et elles s'évanouissent très rapidement avec

l'augmentation de  $r$ . Le terme stationnaire apparaît du fait que les champs restant stockés et oscillant autour de l'antenne, ils ne se propagent pas.

### 2.1.2.2 Région de champ proche radiatif

Dans la région de champ proche radiatif, le produit  $kr$  devient modéré ( $kr > 1$ ) et les termes dominants dans la région de champ proche réactif tendent à être négligeables. Les équations peuvent être simplifiées en négligeant les termes  $1/r$  entre parenthèses dans (2.8b) et (2.9a). Pour l'équation (2.9b) le premier terme entre les parenthèses devient plus dominant que les autres. A partir de ces considérations, nous pouvons écrire les équations de champs électromagnétiques d'un dipôle idéal dans la zone de champ proche radiatif telles que :

$$H_r^{cp-ra} = H_\theta^{cp-ra} = E_\phi^{cp-ra} = 0 \quad (2.11a)$$

$$H_\phi^{cp-ra} = j \frac{k I_0 l}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \quad (2.11b)$$

$$E_r^{cp-ra} = \eta \frac{I_0 l}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r^2} \cos \theta \quad (2.11c)$$

$$E_\theta^{cp-ra} = j\eta \frac{k I_0 l}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \quad (2.11d)$$

où l'indice  $cp-ra$  fait référence au terme champ proche radiatif.

Les composantes du champ  $\mathbf{E}$  ne sont plus en phase et tendent à être en quadrature de phase. Les deux composantes,  $E_r$  et  $E_\theta$ , même si leurs amplitudes ne sont pas les égales, forment un vecteur tournant dont l'extrémité trace une ellipse. Ce comportement est analogue à la configuration de polarisation du champ  $\mathbf{E}$  dans la région de champ lointain, sauf qu'ici le vecteur, habituellement dénommé champ croisé, tourne dans un plan parallèle à la direction de propagation [2.1]. La composante longitudinale  $E_r$ , encore présente dans cette région même si elle s'évanouie à une vitesse  $1/r^2$ , est importante à considérer car elle contribue à améliorer le couplage du type capacitif dans cette région. Outre la particularité des champs de cette zone de propagation, avec l'augmentation de  $r$  les composants  $H_\phi$  et  $E_\theta$  deviennent en phase, ce qui correspond au début de la formation des champs rayonnants.

### 2.1.2.3 Région de champ lointain

Quand le produit  $kr$  devient important ( $kr \gg 1$ ), tous les termes proportionnels à  $1/r^2$  sont négligés. Pour cette région les équations (2.8a)-(2.9c) se résument à :



$$H_r^{cl} = H_\theta^{cl} = E_\phi^{cl} = E_r^{cl} = 0 \quad (2.12a)$$

$$H_\phi^{cl} = j \frac{k I_0 l}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \quad (2.12b)$$

$$E_\theta^{cl} = j\eta \frac{k I_0 l}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \quad (2.12c)$$

où l'indice  $cl$  fait référence au terme champ lointain.

Comme montré dans les équations, le champ magnétique et le champ électrique sont transversaux (perpendiculaires entre eux) et perpendiculaires à la direction radiale de propagation d'onde électromagnétique. La forme des champs ne dépend plus de la distance radiale,  $r$ . Le rapport entre la composante de champ  $E$  et la composante de champ  $H$  détermine l'impédance d'onde,  $Z_w$ , et à cette distance elle se rapproche de l'impédance intrinsèque  $120\pi$  :

$$Z_w = \frac{E_\theta}{H_\phi} = \eta = 120\pi \quad (2.13)$$

### 2.1.3 Energie

L'énergie des champs électromagnétiques peut être représentée sous la forme du vecteur complexe de Poynting,  $\mathbf{S}$  :

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \quad (2.14)$$

Le terme  $\frac{1}{2}$  est employé pour dire que nous n'utiliserons pas la valeur efficace RMS (*Root Mean Square*) de  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$ . Le vecteur de Poynting est donné sous l'unité  $\text{W.m}^2$ . Ce vecteur évalue le flux d'énergie dans les régions de propagation des champs en donnant l'amplitude et la direction du flux d'énergie. L'énergie se porte de façon distincte dans chaque région de champs électromagnétiques. En se basant sur l'équation (2.14) nous analyserons comment se comporte l'énergie dans les trois zones.

#### 2.1.3.1 Energie de champ proche réactif

Pour l'analyse du vecteur de Poynting dans la zone de champ proche réactif nous calculons (2.14) à partir de (2.10a)-(2.10d) :

$$\mathbf{S}^{cp-re} = \frac{1}{2} \left[ E_\theta^{cp-re} H_\phi^{cp-re*} \hat{\mathbf{r}} - E_r^{cp-re} H_\phi^{cp-re*} \hat{\boldsymbol{\theta}} \right] \quad (2.15)$$

$$\mathbf{S}^{cp-re} = -j \frac{\eta}{2k} \left( \frac{I_0 l}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{r^5} \left[ \sin^2 \theta \hat{\mathbf{r}} + \cos \theta \sin \theta \hat{\boldsymbol{\theta}} \right] \quad (2.15a)$$

Pour la région de champ proche réactif, les champs réactifs sont dominants et l'énergie oscille autour de l'antenne en se déplaçant dans les directions radiale et transversale. Le vecteur de Poynting est entièrement imaginaire, et cela signifie que l'énergie est réactive. Le signe négatif de (2.15a) indique que l'énergie est de type capacitif. Du fait que le champ  $\mathbf{H}$  et le champ  $\mathbf{E}$  sont en quadrature de phase, l'énergie est stockée à un instant donné sous la forme d'un champ électrique à proximité de la région où les charges sont maximales. Dans le cas d'un dipôle, l'énergie est concentrée près des extrémités. Tandis qu'un quart de période plus tard, l'énergie est concentrée sous la forme d'un champ magnétique, et dans les régions où le courant est maximum, c'est-à-dire dans le cas du dipôle au centre [2.2].

### 2.1.3.2 Energie de champ proche radiatif

De façon analogue, nous calculons le vecteur de Poynting à partir des équations (2.11a)-(2.11d) pour la région de champ proche radiatif :

$$\mathbf{S}^{cp-ra} = \frac{1}{2} \left[ E_{\theta}^{cp-ra} H_{\phi}^{cp-ra*} \hat{\mathbf{r}} - E_r^{cp-ra} H_{\phi}^{cp-ra*} \hat{\boldsymbol{\theta}} \right] \quad (2.16)$$

$$\mathbf{S}^{cp-ra} = \eta k \left( \frac{I_0 l}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{r^2} \left[ \frac{k}{2} \sin^2 \theta \hat{\mathbf{r}} - j \frac{1}{r} \cos \theta \sin \theta \hat{\boldsymbol{\theta}} \right] \quad (2.16a)$$

Nous observons que dans cette région le vecteur de Poynting est un vecteur complexe. La partie réelle de (2.16a) indique la formation d'un flux d'énergie qui se déplace dans la direction radiale à l'antenne et qui correspond en fait au flux d'énergie rayonnée.

### 2.1.3.3 Energie de champ lointain

Avec l'augmentation de la distance radiale, le deuxième terme de (2.16a) devient négligeable et les composantes de champs  $\mathbf{E}$  et champ  $\mathbf{H}$  ont une configuration transversale. Le calcul du vecteur de Poynting dans cette région conduit à :

$$\mathbf{S}^{cl} = \frac{1}{2} \left[ E_{\theta}^{cp-ra} H_{\phi}^{cp-ra*} \hat{\mathbf{r}} \right] \quad (2.17)$$

$$\mathbf{S}^{cl} = \frac{\eta k^2}{2} \left( \frac{I_0 l}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{r^2} \sin^2 \theta \hat{\mathbf{r}} \quad (2.17a)$$

Le flux d'énergie (ou la densité de puissance) est purement réel, ce qui veut dire que toute l'énergie est rayonnée par l'antenne. Afin de connaître la quantité de puissance totale rayonnée ( $P_{ray}$ ) par l'antenne, nous devons intégrer le flux total qui passe par une sphère fermée  $s$  de rayon égale à  $r$  tel que suit :

$$P_{ray} = \oint \mathbf{S} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.18)$$

$$P_{ray} = \eta \frac{\pi}{3} \left( \frac{I_0 l}{\lambda} \right)^2 \quad (2.18a)$$

$P_{ray}$  est une puissance réelle ce qui indique que la puissance est dissipée de l'antenne dans l'espace loin de l'antenne. Il faut remarquer que cette puissance ne dépend pas de la distance  $r$  ; en effet, si nous intégrons donc  $\mathbf{S}^{cl}$  sur une sphère de rayon plus large que  $r$ , la même valeur de puissance rayonnée est retrouvée.

Quelques observations peuvent être ajoutées concernant l'étude du flux d'énergie d'une antenne dipôle (Fig. 2-6) :

- Le flux imaginaire d'énergie est lié aux ondes stationnaires tandis que le flux réel correspond aux ondes progressives. La manifestation de l'énergie réactive est générée par la composante réactive de l'impédance d'entrée de l'antenne. Son homologue, l'énergie radiative est associée à la partie réelle de l'impédance de l'antenne lorsqu'on néglige les pertes ohmiques ;
- L'énergie rayonnée (2.17a) et l'énergie réactive (2.15a) sont maximales quand  $\theta = 90^\circ$ . La distance pour laquelle le maximum d'énergie réactive est égal au maximum d'énergie radiative correspond au rayon de la sphère-radian (RS – *Radian Sphere*). Cette distance est définie telle que [2.2] :

$$r_{RS} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.19)$$

La sphère-radian est une sphère imaginaire qui entoure l'antenne, où en son intérieur ( $r < r_{RS}$ ) l'énergie réactive est dominante. A l'extérieur l'énergie radiative est plus importante que l'énergie réactive et commence à dominer avec l'augmentation de la distance avec l'antenne. La définition (2.19) est souvent utilisée pour la délimitation de la zone de champ proche réactif et la zone de champ lointain des antennes électriquement petites, étant donné que celles-ci n'ont pas de zone de champ proche radiatif.

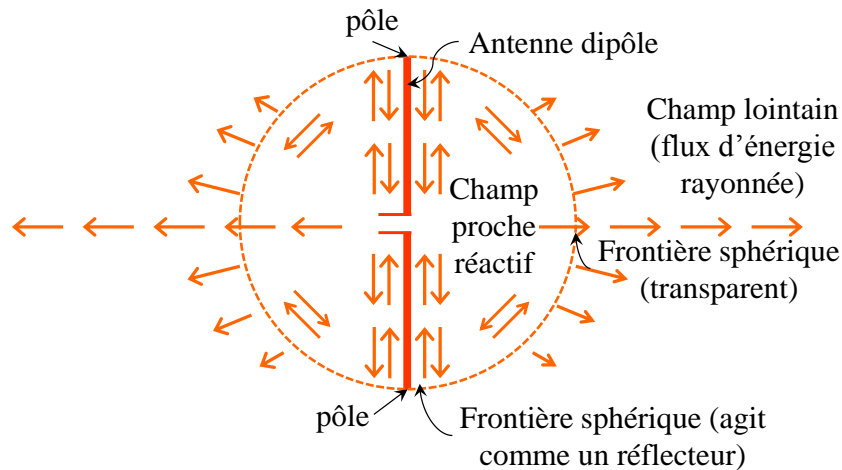


Fig. 2-6 – Représentation du flux d'énergie proche de l'antenne dipôle.

Dans cette première partie, nous avons rappelé les principaux concepts de la distribution du champ électromagnétique autour d'une antenne dipôle. Nous avons choisi d'étudier ce type d'antennes du fait que cela représente le modèle le plus simple pour comprendre la génération et la distribution des champs et d'énergie d'une antenne. Pour la conception des antennes RFID UHF opérant dans les zones de champ proche il sera donc important d'identifier et d'améliorer les composantes des champs  $\mathbf{E}$  et/ou  $\mathbf{H}$  qui sont dominantes dans ces régions. En particulier, il faut s'intéresser à la composante longitudinale dans la zone de champ proche radiatif, car ceci pourra améliorer les niveaux d'énergie réactive dans cette zone, et par conséquent le niveau de couplage entre les antennes. Ce sujet sera abordé et détaillé dans les autres sections de ce manuscrit. La prochaine section présente les directives pour la conception des antennes lecteurs.

## 2.2 Conception des antennes des lecteurs RFID

Comme évoqué dans le chapitre précédent, la RFID UHF en CP est dédiée à des applications de très courte et/ou courte portée où l'antenne du lecteur et l'antenne du tag sont placées dans la zone de champ proche de l'une et de l'autre. Selon la portée envisagée du système RFID UHF, la conception d'antennes spéciales est requise afin d'éviter la lecture du tag en dehors de la distance de lecture prévue.

Durant l'étape de conception d'antennes, l'utilisation de logiciels de simulation électromagnétique est indispensable. Plusieurs logiciels ont été mis au point pour contourner les problèmes électromagnétiques liés aux antennes par le développement de méthodes numériques très performantes. Pendant la thèse nous avons utilisé comme logiciel de simulation électromagnétique le logiciel CST Microwave Studio. Le choix de travailler avec ce logiciel est principalement porté par son analyse 3D du problème électromagnétique, ce qui nous est

particulièrement avantageux pour l'analyse de la distribution des champs électromagnétiques. De plus, deux types de solveurs sont disponibles, l'un dans le domaine temporel basé sur la méthode d'intégration finie, et l'autre dans le domaine fréquentiel qui utilise la méthode des éléments finis. Le solveur temporel est plus adapté aux structures de larges dimensions quand comparées à la longueur d'onde tandis que le solveur fréquentiel est particulièrement bien approprié pour le calcul de structures résonnantes.

Les antennes qui seront présentées dans cette section sont des antennes planaires qui ont été réalisées avec une machine graveuse de circuits imprimés LPKF S100. Cette machine enlève le cuivre du substrat avec des outils de fraisage de haute précision en révélant le format géométrique attribué à l'antenne.

Dans cette section, les méthodes de conception des antennes lecteur RFID UHF sont présentées.

### ***2.2.1 Antennes champ proche réactif***

Les applications de courte portée sont celles qui ont besoin d'une conception d'antenne plus complexe car l'antenne doit être conçue pour fournir un champ  $\mathbf{E}$  ou  $\mathbf{H}$  fort et uniforme autour de l'antenne. La zone de lecture est limitée à 10 cm et les lignes de champ de l'antenne doivent donc être maximisées et limitées dans un volume à proximité de l'antenne lecteur. De ce fait, ces antennes ont (et doivent avoir) un mauvais rayonnement dans la zone de champ lointain car l'énergie est plutôt concentrée dans les champs réactifs. De plus, les champs concentrés dans la surface de l'antenne doivent être uniformes afin d'éviter des zones mortes de lecture.

Pour cette zone, l'antenne la plus emblématique est l'antenne boucle sur laquelle se porteront nos études dans un premier temps, puis nous passerons à d'autres antennes adaptables pour fonctionner dans cette zone.

#### ***2.2.1.1 Antenne boucle***

Les applications dans la zone de champ proche réactif utilisent couramment un couplage du type inductif (par le biais du champ magnétique) pour faire communiquer l'antenne de transmission avec l'antenne de réception. Pour cette raison, les antennes boucles sont souvent employées pour opérer dans cette zone. Leurs caractéristiques sont favorables au couplage inductif, car a contrario d'un dipôle, le champ magnétique est dominant dans la région de champ proche.

Les distributions de champs et d'énergie électromagnétique d'une antenne boucle électriquement petite de rayon  $a$  peuvent être déduites à partir des équations du dipôle

infinitésimal, en utilisant le principe de dualité. La définition de ce principe est donnée en Annexe A : . En utilisant cette propriété, nous retrouvons les champs électromagnétiques d'un dipôle magnétique infinitésimal. En réalité une antenne dipôle magnétique n'existe pas, toutefois nous pouvons faire l'approximation avec l'antenne boucle électriquement petite. Pour cela nous considérons que le dipôle magnétique a une longueur  $l_m$  et un courant « magnétique »  $I_m$ . Les équations de champs électromagnétiques de l'antenne boucle électriquement petite sont retrouvées en considérant que :

$$I_m l_m = jS\omega\mu I_0 \quad (2.20)$$

où  $S = \pi a^2$  est la surface de la boucle,  $\omega = 2\pi f$  est la fréquence angulaire, et  $\mu$  est la constante de perméabilité. Remplaçant donc (2.20) dans (2.8a)-(2.9c) et utilisant le principe de dualité, nous pouvons écrire les équations de champs électromagnétiques de l'antenne boucle circulaire électriquement petite :

$$H_r = j \frac{k I_0 a^2 \cos \theta}{2r^2} \left[ 1 - \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.21a)$$

$$H_\theta = - \frac{(ka)^2 I_0 \sin \theta}{4r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.21b)$$

$$H_\phi = 0 \quad (2.21c)$$

$$E_r = E_\theta = 0 \quad (2.21d)$$

$$E_\phi = \eta \frac{(ka)^2 I_0 \sin \theta}{4r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.21e)$$

Une antenne boucle petite est définie comme une antenne boucle de circonférence (longueur du conducteur) inférieure à  $\lambda/10$ . Les antennes boucles électriquement large sont celles dont le périmètre est de l'ordre de  $\lambda$ . Les antennes boucles sont caractérisées pour une impédance de rayonnement plus petite par rapport les antennes-boucles, ce que confère à ce type d'antenne un rayonnement moins important par rapport l'antenne dipôle. C'est pourquoi l'antenne boucle est plutôt utilisée comme antenne de réception dans les applications en champ lointain. En contrepartie, l'antenne boucle est plus performante pour opérer dans la zone de champ proche lorsqu'on utilise un couplage de type inductif.

Le couplage inductif est privilégié par rapport au couplage capacitif (par le biais du champ électrique) dans les applications RFID UHF, car le champ magnétique est moins sensible aux interférences environnementales contrairement au champ électrique. Pour assurer un bon couplage avec l'antenne du tag, l'antenne lecteur doit générer un champ magnétique fort et assez

uniforme autour de l'antenne. Cela est dû au fait que la zone de lecture du tag dans la zone de champ proche est définie en fonction de la zone d'action du champ magnétique. Pour éviter des régions de lectures mortes (régions où le tag n'est pas activé) les lignes de champs doivent être assez uniformes autour de l'antenne.

Dans la bande de fréquence RFID UHF, la longueur d'onde varie entre 31 cm et 35 cm. Les dimensions de l'antenne boucle peuvent donc s'avérer petites pour la lecture du tag car la zone de lecture est limitée par les dimensions de l'antenne lecteur. Une alternative serait de concevoir de larges antennes boucles. Toutefois, le courant de larges antennes boucles présente une inversion de phase qui se produit à  $\lambda/4$ . Cela introduit quelques effets indésirables pour les applications en champ proche réactif, tels que des zones de courant nul, et par conséquent l'affaiblissement du champ magnétique. La Fig. 2-7 illustre ce problème où, dans les Fig. 2-7(b) et Fig. 2-7(c), les résultats de simulation de la distribution de courant et du champ magnétique d'une antenne boucle de périmètre d'environ  $\lambda_{868MHz}$  que nous avons simulé sont respectivement présentés. Dans cet exemple avec une antenne boucle de format carré, nous observons clairement l'affaiblissement du champ magnétique aux abords des régions d'inversion de phase du courant.

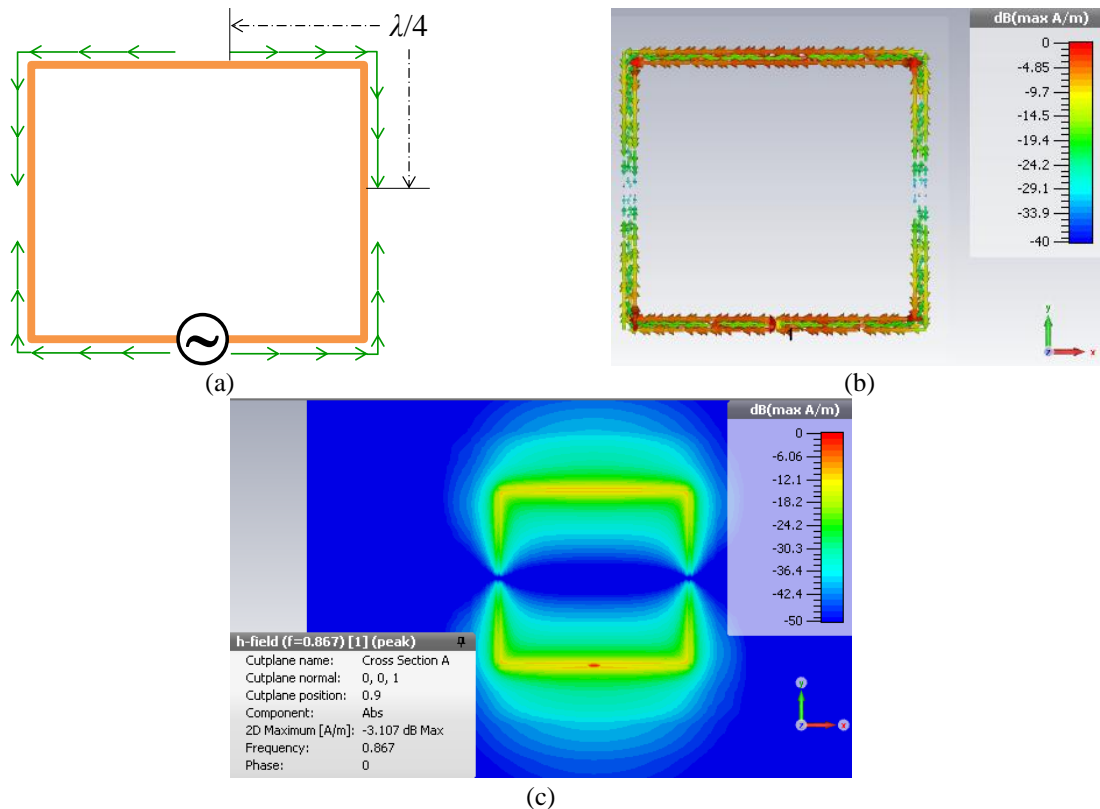


Fig. 2-7 – (a) Illustration de la problématique concernant le changement de phase de courant sur l'antenne boucle; en (b) un exemple de simulation de la distribution de courant d'une antenne boucle à 868 MHz, et en (c) la distribution de champ magnétique.

Pour surmonter ce problème, les antennes RFID UHF CP sont généralement conçues à partir de boucles segmentées afin de générer un champ magnétique fort et uniforme autour de l'antenne. Avec la topologie de boucle segmentée, de larges antennes peuvent être réalisées en réduisant les courants nuls sur la surface de l'antenne. Les segments sont réalisés avec des motifs pour insérer un effet capacitif à la boucle [2.8]-[2.9] ou séparés par des capacités [2.10]-[2.11]. La Fig. 2-8 présente un exemple d'antenne boucle segmentée, tel que nous avons proposé dans [2.12].

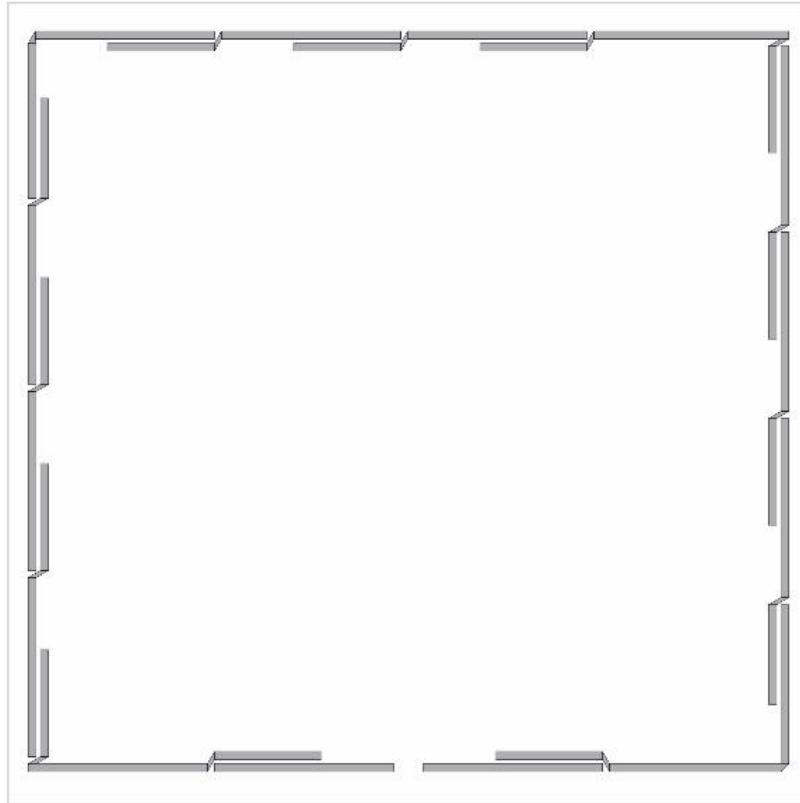


Fig. 2-8 – Illustration de l'antenne boucle segmentée de périmètre  $\approx 2\lambda_{868\text{ MHz}}$ .

L'antenne Fig. 2-8 a été conçue sur un substrat diélectrique du type Rogers 4003 et présente des dimensions égales à 19,8 cm  $\times$  19,4 cm. Nous avons également conçu une antenne boucle classique de même dimensions que celle de la Fig. 2-8 afin de comparer les performances entre la technique segmentée et la technique classique. Nous pouvons observer l'amélioration apportée par cette technique segmentée lorsque l'on compare les modules de la composante  $H_z$  du champ magnétique des deux antennes comme illustré par la Fig. 2-9. Les bénéfices obtenus avec la segmentation de la boucle concernent l'augmentation de l'intensité et l'amélioration de la distribution de champ au centre de l'antenne.



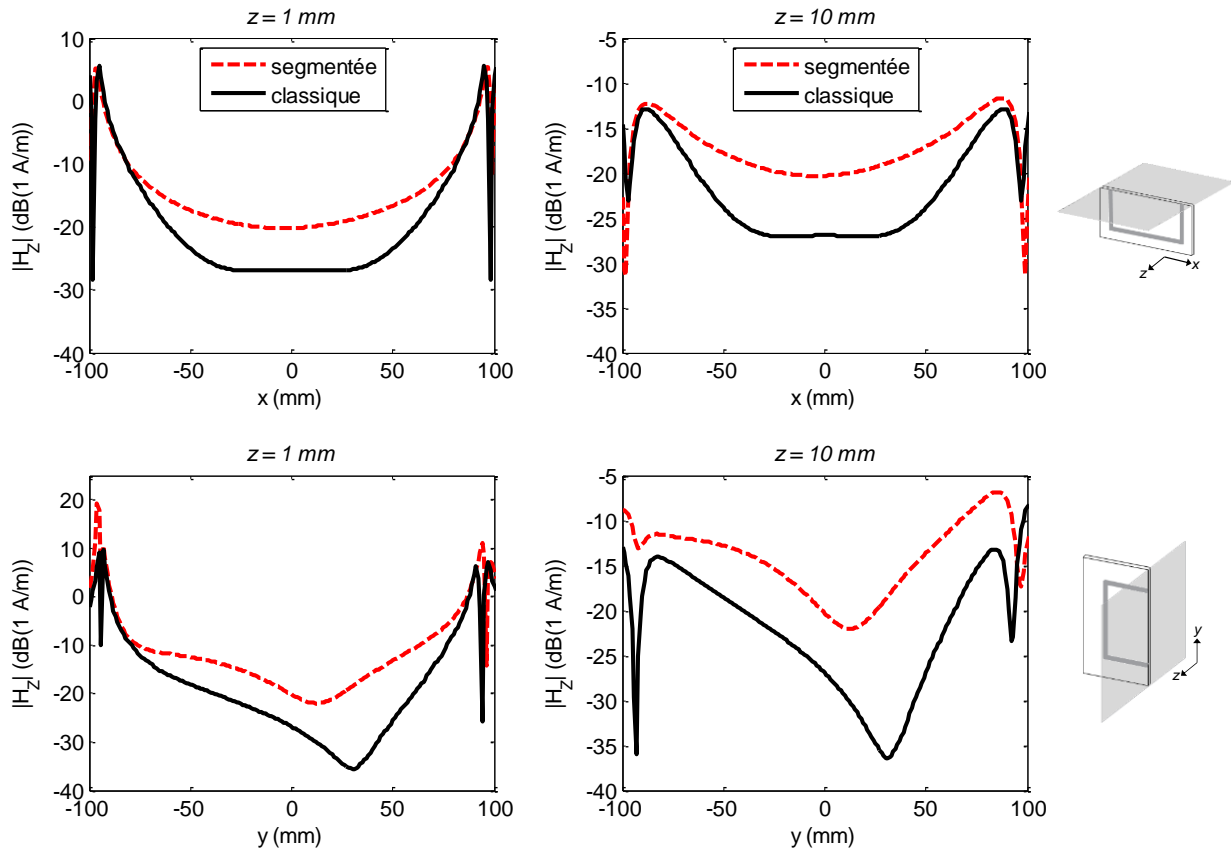


Fig. 2-9 – Comparaison entre le module simulé du champ magnétique d'une antenne boucle segmentée et d'une antenne boucle classique à la fréquence 868 MHz le long de l'axe- $x$  et de l'axe- $y$  pour les distances  $z = 1$  mm et  $z = 10$  mm.

### 2.2.1.2 Antenne à ondes progressives

Les antennes à ondes progressives sont des antennes non résonantes qui utilisent des discontinuités dans leur structure pour faire rayonner de l'énergie. Contrairement aux antennes boucle ou dipôles, dont le courant se déplace en direction des deux pôles (négatif et positif) et rebondit en avant et en arrière entre les extrémités de l'antenne, le courant de l'antenne à onde progressive se déplace dans une seule direction. Ces antennes ont la caractéristique d'avoir une bande passante plus large que les antennes résonantes et d'avoir une charge adaptée à la fin de leur structure afin d'éviter des réflexions et des ondes stationnaires [2.1]-[2.3]. Deux types d'antennes à onde progressive sont connues : les antennes à onde de surface (*surface-wave antenna*) et les antennes à onde de fuite (*leaky-wave antenna*).

Les antennes à onde de surface sont des lignes de transmission terminées avec une charge. Les antennes à onde de fuite transportent quant à elles des ondes guidées à l'intérieur de leur structure, à la manière d'un guide d'onde, et l'énergie est rayonnée par des ouvertures par lesquelles la puissance se propage dans l'espace [2.3].

Du fait que les antennes à ondes progressives ne sont pas résonantes et que leur structure ne joue pas sur la fréquence de fonctionnement, elles représentent une alternative pour la conception d'antennes RFID UHF CP. En effet, la forme géométrique et la longueur de l'antenne peuvent être facilement modifiées et adaptées afin de maximiser et homogénéiser l'amplitude des champs électromagnétiques autour de l'antenne [2.5]. Dans les travaux [2.5]-[2.7] on retrouve des exemples de ces antennes appliquées à la RFID UHF CP. [2.6] présente deux modèles d'antennes microruban conçues pour établir un couplage de type capacitif entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag. Les champs  $\mathbf{E}$  de fuite de la ligne microruban sont maximisés afin d'assurer le couplage dans un volume confiné au-dessus de la surface de l'antenne. Dans ce travail, il est montré que les lignes microruban légèrement en forme de méandres renforcent les composantes de champs moins dominants,  $\mathbf{E}_x$  et  $\mathbf{E}_y$ . De ce fait, il est possible de lire le tag pour plusieurs orientations. Les auteurs de [2.5] confirment cette versatilité des lignes en forme de méandre en proposant une antenne à onde progressive à plusieurs méandres et en topologie coplanaire (*CoPlanar Waveguide* ou CPW) capable d'exciter plusieurs composantes et de renforcer les champs dans la zone de champ proche réactif. Le travail présenté dans [2.7] propose une antenne dans laquelle le champ magnétique de l'antenne est confiné entre deux lignes à onde progressive. La zone de lecture du tag correspond donc à l'écart entre les lignes et s'étend sur toute la longueur de l'antenne.

Avec l'objectif d'étudier les potentialités des antennes à onde progressive en forme de méandres pour les applications RFID UHF en CP nous avons conçu une antenne à base de lignes CPW qui sera présentée dans la prochaine section.

#### **2.2.1.2.1 Antenne CPW à onde progressive**

Les lignes CPW sont constituées d'un conducteur central équidistant de deux plans de masse sur la même face du substrat (Fig. 2-10(a)). La distribution des lignes de champ  $\mathbf{E}$  et de champ  $\mathbf{H}$  d'une ligne CPW est représentée dans la Fig. 2-10(b). Les lignes de champ électromagnétique de la ligne CPW restent moins confinées dans le substrat, et cela offre donc l'avantage de configurer la structure de l'antenne CPW à onde lente pour que les champs électromagnétiques de l'antenne soient concentrés dans un volume proche de sa surface [2.5]. La topologie CPW possède aussi l'avantage de réalisation des lignes à haute valeur d'impédances caractéristiques par l'élargissement de l'écart entre le conducteur central et le plan de masse.

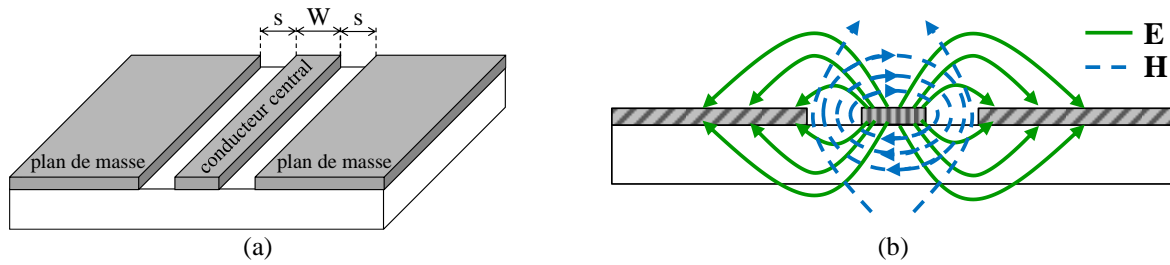


Fig. 2-10 – (a) Illustration d'une ligne CPW; (b) distribution des lignes de champ **E** et champ **H** de la ligne CPW.

La structure de l'antenne est présentée en Fig. 2-11. L'antenne est constituée de six méandres connectés en série. La longueur de méandre est approximativement égale à la moitié de la valeur de la longueur d'onde dans le milieu ( $\lambda_g = \lambda / \sqrt{\epsilon_r}$ , où  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique du substrat) à 868 MHz. L'impédance caractéristique de la ligne CPW est de  $116 \Omega$  ( $W = 2,1 \text{ mm}$  et  $e = 5,45 \text{ mm}$ ). Le choix de travailler avec une valeur élevée d'impédance caractéristique est justifié dans le but d'augmenter l'intensité du champ magnétique [2.5]. L'antenne a été réalisée sur un substrat de type FR4. L'alimentation de l'antenne est réalisée par câble coaxial, et une charge de  $50 \Omega$  est connectée à la deuxième extrémité de la ligne CPW afin d'assurer la circulation des ondes progressives sur sa structure et l'adaptation de l'antenne dans la bande RFID UHF.

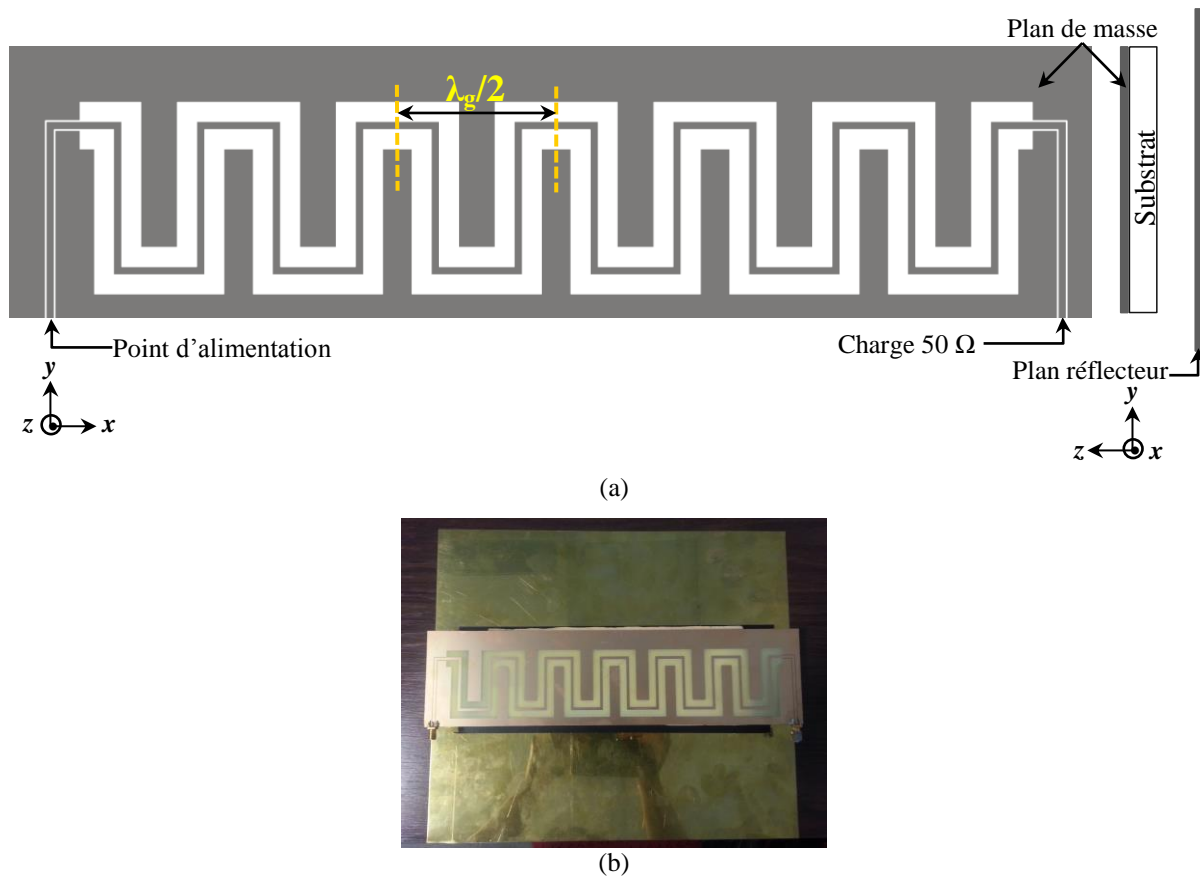


Fig. 2-11 – En (a) structure de l'antenne méandre CPW à onde progressive vue frontale (plan x-y) et vue latérale (plan y-z) et en (b) photographie de l'antenne réalisée.

L'antenne est montée sur un plan réflecteur à une distance de 24 mm. L'insertion du plan réflecteur n'affecte pas le fonctionnement de l'antenne, et il a été utilisé comme une mesure de protection pour éviter toute interférence à la performance de l'antenne quand elle est attachée à un support.

Les coefficients de réflexion obtenus par simulation et par mesure sont présentés sur la Fig. 2-12. Nous observons sur cette figure une bonne concordance entre la simulation et la mesure même s'il a été identifié un décalage en fréquence entre les résultats. Ce décalage est associé à l'incertitude liée aux paramètres du substrat (valeur réelle de la constante diélectrique et de la tangente de pertes) ce qui diverge constamment pour ce type de substrat et aux erreurs de fabrications.

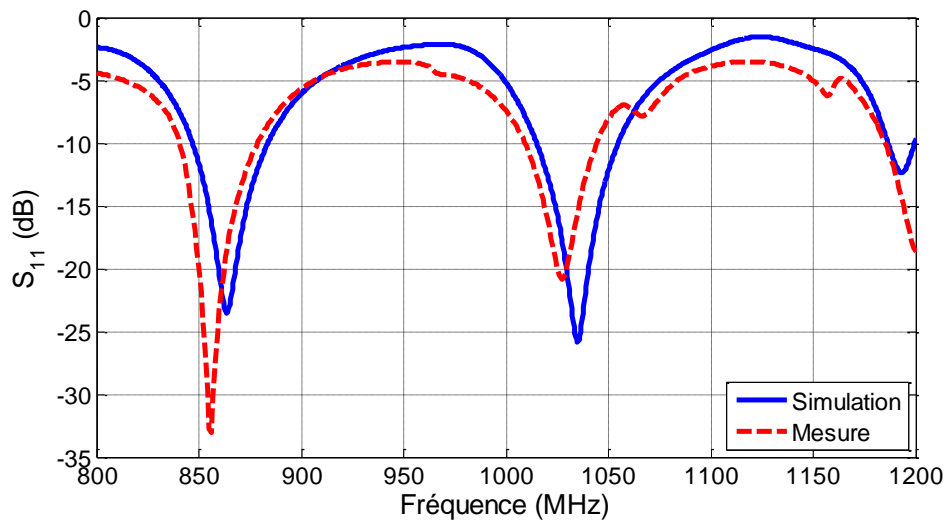


Fig. 2-12 – Coefficient de réflexion,  $S_{11}$ , de l'antenne méandre à onde progressive CPW : comparaison entre les résultats de simulation et de mesure.

Les modules normalisés de champ magnétique et de champ électrique obtenus par simulation sont représentés dans la Fig. 2-13. Nous pouvons observer que l'énergie des champs reste concentrée autour de l'antenne, notamment dans l'espace entre la ligne à haute impédance caractéristique et le plan de masse. Ce comportement est justifié par la propre configuration des lignes CPW et par le fait que les lignes de champ électromagnétique partent du conducteur central.

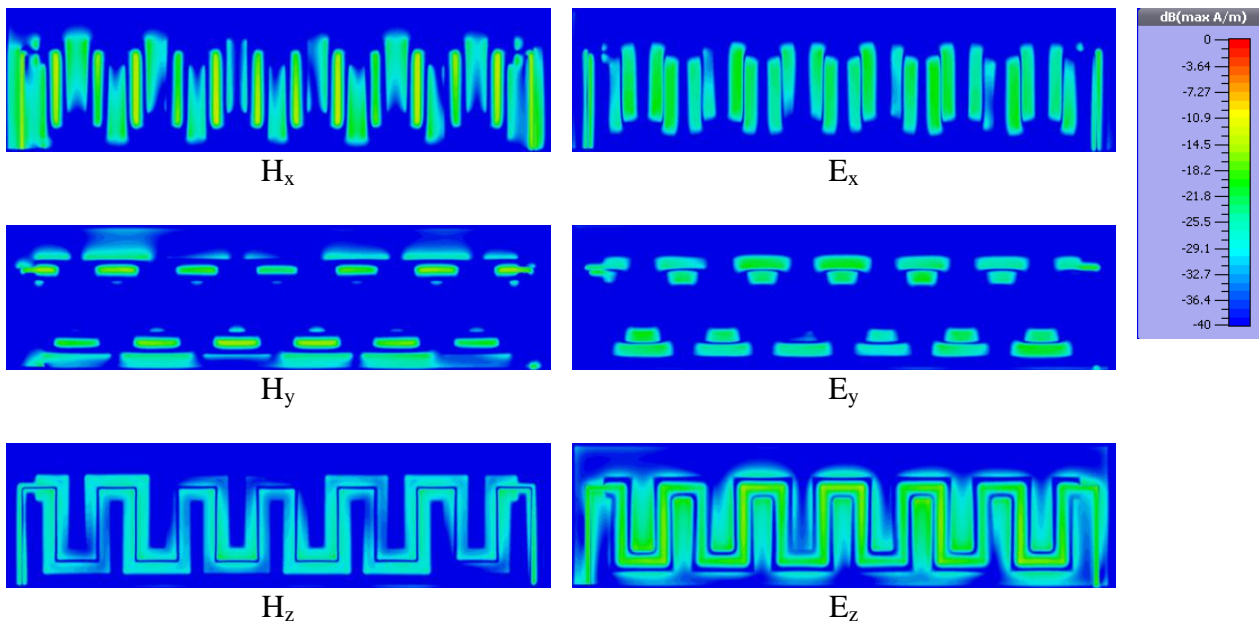


Fig. 2-13 – Module normalisé des composantes de champ  $\mathbf{H}$  et champ  $\mathbf{E}$  simulés à la fréquence de 868 MHz et à une distance  $z = 1$  mm de l'antenne à onde progressive CPW.

### 2.2.2 Antennes champ proche radiatif

La conception des antennes dédiées à la zone de champ proche radiatif ne présente pas d'études approfondies et des méthodologies de conception aussi bien définies que pour les antennes appliquées aux zones de champ proche réactif ou champ lointain. Ceci s'explique notamment par le fait qu'une antenne champ lointain peut être suffisante pour remplir les exigences de lecture. Le grand défi pour la réalisation de ce type d'antennes consiste à éviter que l'antenne rayonne dans des distances non souhaitées. Pour cela, les solutions les plus communes sont :

- 1) diminuer le niveau de puissance d'émission pour limiter la lecture du tag pour des distances supérieures ;
- 2) ou changer les caractéristiques de l'antenne pendant le processus de conception pour focaliser l'énergie rayonnante dans une région spécifique, la zone de champ proche radiatif, tout en réduisant l'intensité de l'amplitude de champ lointain.

Ce type d'antennes est appelé antenne focalisée champ proche. Une telle antenne peut être réalisée, par exemple à partir d'un réseau d'antennes patch conventionnel alimenté par un réseau d'alimentation correctement modifié afin de concentrer les champs en un point focal à proximité de l'ouverture de l'antenne [2.13].

### 2.2.3 Antennes champ lointain

Parmi les topologies d'antennes existantes, l'antenne de type patch ou antenne imprimée est la préférée pour les applications RFID UHF en champ lointain car cette topologie possède l'avantage d'être plane, peu encombrante et conformable. En plus, les antennes patch sont faciles à intégrer à la partie électronique de la station de base du lecteur RFID.

L'antenne patch est constituée d'un fin film métallique, classiquement rectangulaire ou circulaire (bien que d'autres formes soient parfois utilisées comme par exemple celles illustrées Fig. 2-14(b)), imprimé sur un substrat diélectrique [2.1], [2.14], comme illustré sur la Fig. 2-14. Le gain de l'antenne patch avec un seul élément rayonnant peut varier jusqu'à 6 dB. Pour augmenter le gain et/ou la directivité de l'antenne quelques techniques peuvent être employées comme par exemple l'utilisation d'un réseau d'antennes patch [2.15], ou l'utilisation de couches de substrat à base de méta-matériaux [2.16]. D'autres topologies sont aussi employées comme modèle d'antenne lecteur, telle que l'antenne hélicoïdale [2.17].

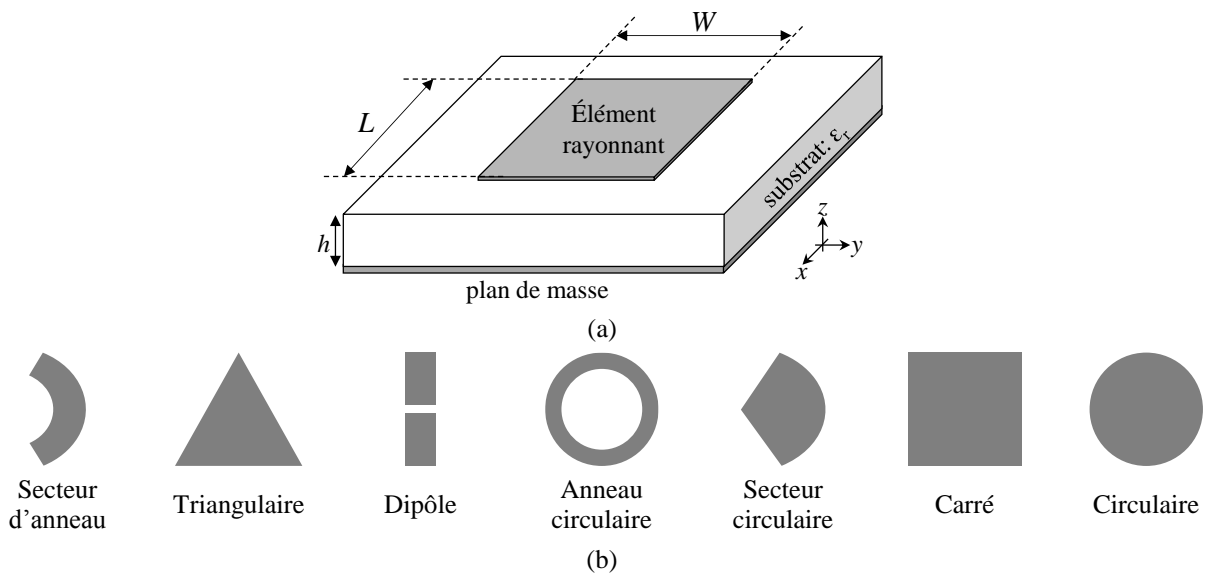


Fig. 2-14 – (a) Illustration de l'antenne patch rectangulaire en soulignant les quatre paramètres principaux de l'antenne : l'épaisseur ( $h$ ) et la constante diélectrique ( $\epsilon_r$ ) du substrat, la longueur ( $L$ ) et la largeur ( $W$ ) du patch. En (b) des exemples de formes que l'élément rayonnant peut avoir [2.1].

#### 2.2.3.1 Principe de fonctionnement de l'antenne patch

Tel que représenté dans la Fig. 2-14(a), l'antenne imprimée est constituée de deux couches de conducteurs parfaits séparées par un substrat diélectrique d'épaisseur  $h \ll \lambda$  et de constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  et. La valeur de la constante diélectrique confère à l'antenne un bon ou un mauvais rayonnement. Pour une bonne performance de l'antenne, les substrats à faible constante diélectrique et d'épaisseur fine sont les plus souhaitables, car ces caractéristiques pourvoient à un meilleur rendement et une bande passante plus large [2.1], [2.14]. La couche

inférieure, appelée plan de masse, agit comme un plan réflecteur parfait et réfléchit l'énergie du substrat dans l'espace libre. La couche supérieure ou patch est l'élément rayonnant de longueur  $L$  et largeur  $W$ . Quand  $L$  vaut environ une demi-longueur d'onde en termes de  $\lambda_g$ , le patch devient résonant (c'est-à-dire que la réactance de l'impédance d'entrée devient égale à zéro).

Deux modèles sont souvent considérés pour la modélisation d'une antenne patch : le modèle de ligne de transmission ou le modèle de cavité rayonnante. Le choix du modèle se porte en fonction de la forme géométrique de l'élément rayonnant ; à savoir que pour les formes rectangulaires le modèle de ligne de transmission est privilégié, tandis que pour les autres formes, telle que circulaire, on utilise le modèle de cavité rayonnante.

Le mécanisme de fonctionnement d'une antenne patch peut être interprété en considérant une antenne rectangulaire alimentée par une ligne de transmission comme illustré sur la Fig. 2-15. Les lignes de champ électrique se diffusent le long du patch formant des champs de fuite (*fringing fields*) aux bords de l'antenne Fig. 2-15(a). Les champs marginaux rendent la longueur effective ( $L_{eff}$ ) du patch plus grande que la valeur physique de l'antenne (Fig. 2-15(b)). Cela veut donc dire que la longueur de résonance de l'antenne est inférieure à  $\lambda_g/2$ . L'antenne patch rayonne à partir des champs marginaux qui sont exposés au-dessus du substrat au niveau des bords du patch. D'autres éléments liés aux substrats ( $h$  et  $\epsilon_r$ ) et à la largeur du patch jouent aussi un rôle sur l'effet des champs marginaux et par conséquent sur  $L_{eff}$ . Dans [2.1]-[2.3] et [2.14] des équations plus détaillées sont présentées pour le dimensionnement de l'antenne patch et également sur le mécanisme de rayonnement.

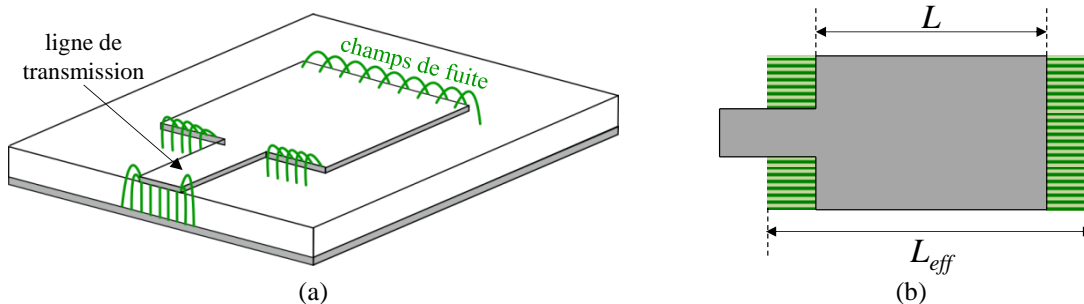


Fig. 2-15 – Représentation des champs marginaux sur l'antenne patch alimentée par une ligne de transmission en (a). Et en (b) comparaison entre la longueur physique et la longueur effective de l'antenne patch.

## 2.2.4 Antennes combinées

La dénomination « antennes combinées », employée dans ce manuscrit, est utilisée pour définir le type d'antennes dont le modèle est optimisé afin de maximiser la performance de l'antenne dans la zone de champ proche et dans la zone de champ lointain. La structure de ce type d'antennes est composée d'au moins de deux topologies d'antenne dans le but d'améliorer

l'intensité et la distribution des champs dans la zone de CP et d'avoir un rayonnement maximum dans la zone de CL. Des exemples de ces antennes combinées peuvent être trouvés dans [2.12], [2.18]-[2.19]. [2.18] propose une antenne reconfigurable par des diodes varacteurs et présentant des propriétés main gauche. [2.19] présente une configuration où une antenne patch est insérée à l'intérieur d'une antenne boucle imprimée de l'autre côté du substrat. Un via est utilisé pour relier les lignes d'alimentation.

Avec l'enjeu de concevoir une nouvelle antenne dédiée aux applications RFID UHF nous proposons une antenne combinée planaire, composée d'une boucle segmentée et d'une antenne patch excitées simultanément par une ligne couplée [2.12]. Cette approche est simple à concevoir et permet d'éviter les rayonnements parasites générés par la ligne d'alimentation. Après avoir présenté la conception de l'antenne proposée pour répondre au cahier des charges détaillé ci-dessous, et décrit également les problèmes de réalisation rencontrés et les solutions apportées, la section suivante, entre autres, complètera l'étude avec des tests expérimentaux.

L'antenne combinée doit donc répondre aux points suivants définissant le cahier des charges à respecter :

- Distribution de courant et de champ  $\mathbf{H}$  uniforme autour de l'antenne ;
- Adaptation à la bande RFID UHF européenne (EU) (865-868 MHz) ;
- Portée de lecture en champ lointain supérieure à 1 mètre.

Comme indiqué plus haut, l'antenne combinée proposée est constituée d'une boucle segmentée et d'une antenne patch :

- L'antenne boucle segmentée (Fig. 2-8) a été choisie pour atteindre les performances souhaitées dans la zone de champ proche tout en évitant les variations de phase le long de l'antenne. La longueur du segment  $L_1$  est optimisée pour diminuer les variations de courant et uniformiser la distribution du champ magnétique autour de la boucle. Des lignes parallèles de longueur  $L_2$  et  $L_3$  sont introduites pour compenser l'effet inductif des segments et également pour améliorer la résonance de l'antenne dans la bande RFID UHF EU.

- L'antenne patch a été choisie pour répondre aux performances souhaitées dans la zone de champ lointain. Son plan de masse a été réduit pour que la distribution du champ magnétique de l'antenne boucle soit plus uniforme : en effet, la proximité du plan de masse perturbe la circulation de courant sur l'antenne boucle segmentée.

La Fig. 2-16 présente la structure de l'antenne proposée dans laquelle les deux topologies d'antenne sont assemblées. La structure de l'antenne est du type multicouche et



comprend deux substrats. Le plan de masse et l'antenne boucle segmentée sont respectivement imprimés sur la face au-dessous et sur la face au-dessus du premier substrat. Le deuxième substrat est métallisé sur une seule face où l'antenne patch est imprimée.

Enfin, l'excitation est réalisée par une ligne couplée imprimée sur le même substrat, celui qui contient l'antenne boucle et le plan de masse. La ligne excite alors l'antenne patch par couplage de proximité. L'antenne boucle est aussi excitée par couplage par deux lignes parallèles  $L_4$  et  $L_5$  espacées d'une distance  $x_c$  de la ligne d'alimentation. La longueur de ces lignes joue un rôle important pour la distribution de courant mais aussi pour la résonance. Ce mécanisme d'excitation est le concept original et nouveau introduit pour cette antenne. Ce type d'alimentations offre l'avantage de faciliter l'adaptation de l'impédance de l'antenne [2.20] et de plus évite tout rayonnement parasite.

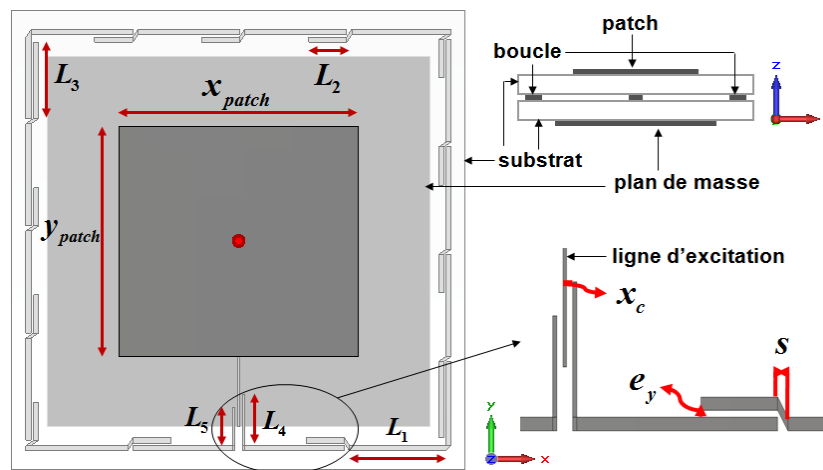


Fig. 2-16 – Illustration de l'antenne réalisée, vue de face, et la méthode d'excitation en détail.

Les paramètres les plus sensibles pour la performance de l'antenne ont été optimisés afin d'assurer une distribution de courant constante autour de la boucle segmentée et un gain maximal. L'antenne a été réalisée sur un substrat du type Rogers 4003, d'épaisseur 0,8 mm, de constante diélectrique égale à 3,55 et tangente de pertes égale à 0,0027.

La Fig. 2-17 présente le coefficient de réflexion de l'antenne obtenu en simulation et en mesure. Nous observons un décalage en fréquence et une forte désadaptation du prototype réalisé. Ce désaccord est expliqué par l'écartement entre les deux substrats qui est apparu lors l'étape de fabrication du prototype. Cet écartement provient des substrats qui ont été légèrement courbés lors de la fabrication par la graveuse. La présence de cet écartement a changé la permittivité effective des deux antennes, et par conséquent la performance de l'antenne a également été considérablement modifiée.

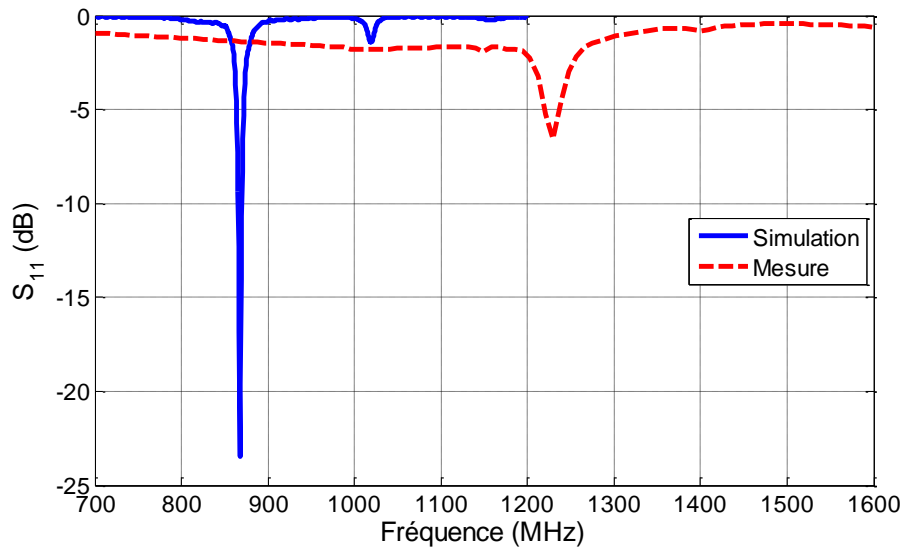


Fig. 2-17 – Comparaison entre les résultats de simulation et de mesure du premier prototype réalisé.

Afin de vérifier l'origine du problème nous avons réalisé une rétro-simulation en introduisant dans le modèle de simulation un écart, tel que mesuré sur le prototype, de l'ordre de 3 mm entre les deux substrats. La Fig. 2-18 montre les courbes de  $S_{11}$  mesuré antérieurement et celle de la rétro-simulation avec l'écartement. Les deux courbes sont globalement en accord et montrent un décalage de plus de 300 MHz par rapport à la bande de fonctionnement RFID UHF européenne.

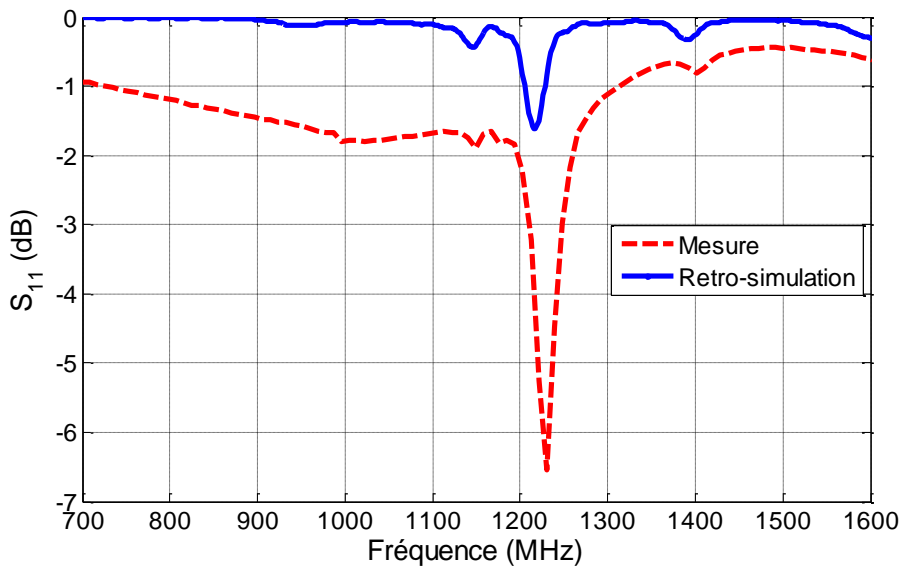


Fig. 2-18 – Comparaison entre les résultats de mesure et de rétro-simulation prenant en compte l'écartement entre les substrats.

Avec l'introduction de cette contrainte, nous avons restructuré le design de l'antenne, principalement sur le dimensionnement des segments de l'antenne boucle et les dimensions de l'antenne patch. Ces modifications ont été nécessaires pour atteindre les caractéristiques

d'adaptation et de rayonnement compatible avec les applications RFID UHF en champ proche et champ lointain. Pour la réalisation de cette nouvelle version, nous avons utilisé entre les deux substrats de l'antenne, des écrous en nylon d'épaisseur égale à 3 mm, ce qui a assuré l'écartement prévu en simulation maintenu par des vis en nylon. Les résultats de simulation et de mesure du paramètre  $S_{11}$  de la version optimisée de l'antenne sont en bon accord et présentent une adaptation à 868 MHz (Fig. 2-19).

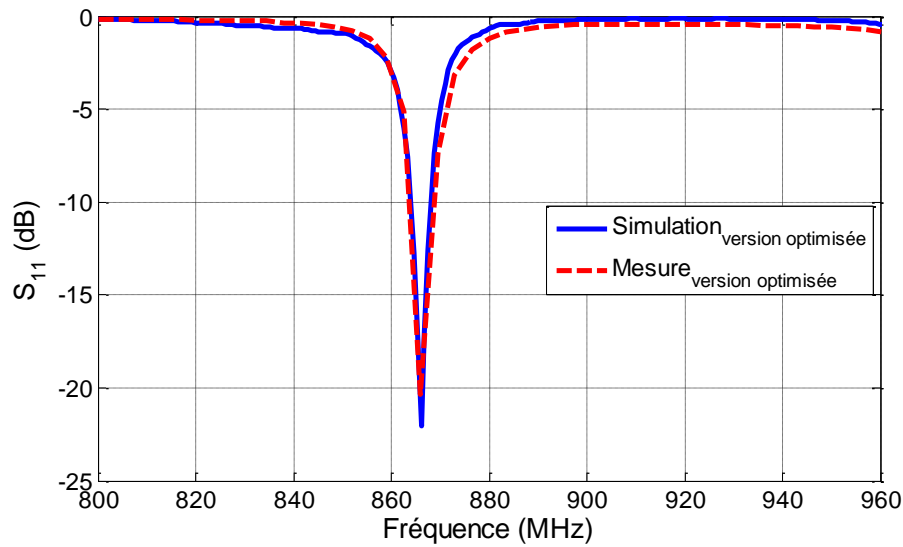


Fig. 2-19 – Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation de la version optimisée de l'antenne proposée.

Les diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne à 868 MHz sont représentés dans la Fig. 2-20. Nous observons que la direction du lobe principale de l'antenne est légèrement décalée mais les résultats restent en bon accord et valident la conception de l'antenne.

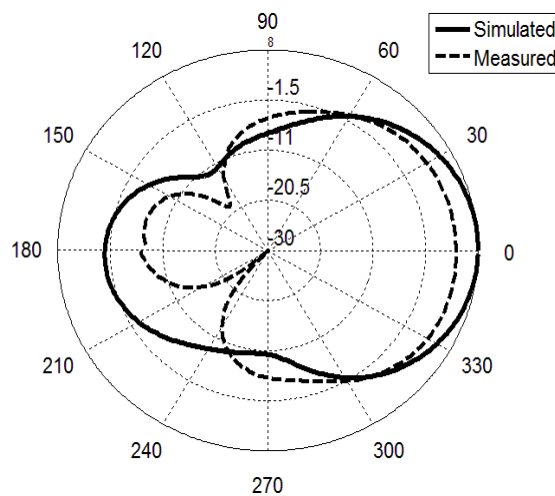


Fig. 2-20 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans le plan  $x$ - $z$ , [1.32].

La distribution de courant autour de l'antenne combinée (antenne segmentée et antenne patch) est présentée dans la Fig. 2-21(a). Le courant est concentré au centre de l'antenne proche

du point d'excitation de la ligne. Les distributions de champ magnétique  $H_z$  dans le plan  $x$ - $y$  pour  $z = 0$  mm et  $z = 15$  mm sont présentées respectivement dans Fig. 2-21(b) et Fig. 2-21(c).

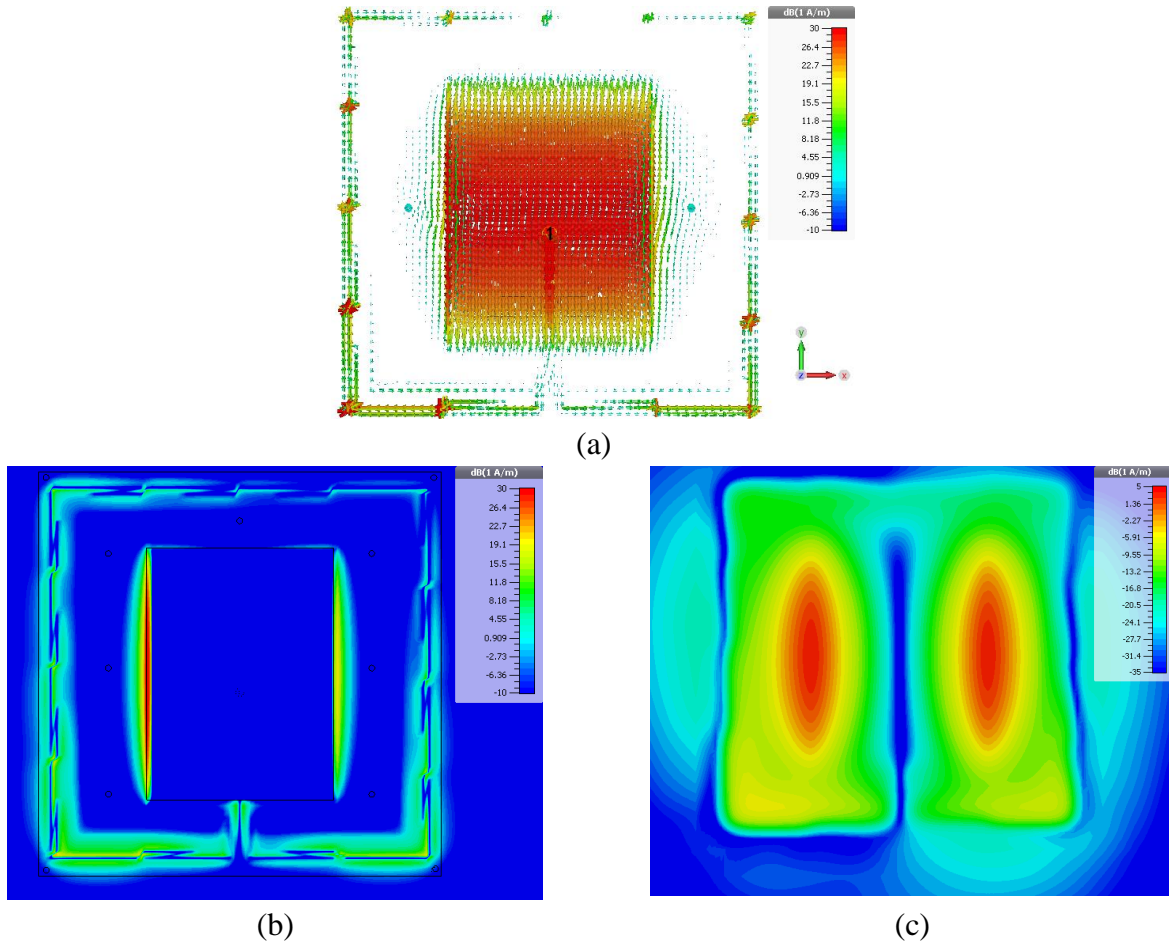


Fig. 2-21 – Résultats de simulation de (a) la distribution de courant; (b) du module du champ magnétique  $H_z$  pour  $z = 0$  mm et (c) du module du champ magnétique  $H_z$  pour  $z = 10$  mm à la fréquence de 868 MHz.

## 2.3 Tests de performance

Afin d'évaluer la performance des antennes présentées dans ce chapitre pour les applications RFID UHF notamment en zone de champ proche, nous avons réalisé des tests de performance présentés ici. Les tests visent à évaluer la distribution et l'intensité des champs générés par l'antenne lecteur en vue de l'activation des tags RFID à plusieurs distances. Dans cette section, nous introduirons le banc de mesure utilisé, la procédure de mesure et les résultats obtenus.

### 2.3.1 Banc de mesure

Le banc de mesure mis en place est illustré sur la Fig. 2-22. Un générateur arbitraire a été utilisé pour simuler le mode de transmission d'un lecteur RFID. Une commande du type RFID Gen2 *Query* (1000) est chargée dans la mémoire du générateur tel que réalisé dans [2.21]. Cette commande est définie dans [2.22] et elle sert à initialiser une communication avec le tag en lui envoyant une requête qui exige une réponse de sa part. Le générateur a pour fonction d'insérer dans le signal *Query* la porteuse qui peut être configurable en termes de fréquence et de puissance. Le signal généré par l'ensemble est envoyé à l'antenne lecteur sous test (ALST). Le générateur est connecté à l'antenne lecteur sous test à partir d'un circulateur RF. La particularité de ce banc de mesure est qu'il s'agit d'une configuration mono-statique : une seule antenne lecteur est utilisée pour la transmission et la réception. Le choix de ce type de configuration est expliqué dans l'Annexe B : . L'isolation entre les deux canaux est assurée par un circulateur ayant un facteur d'isolation minimum de 25 dB aux fréquences d'opération.

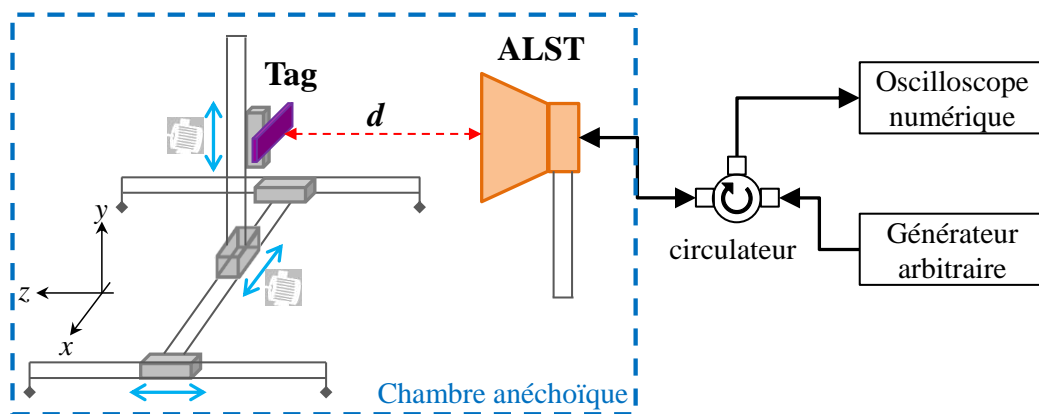


Fig. 2-22 – Illustration du banc de test.

Pour compléter la description du banc de mesure utilisé, nous avons mis en place un système de déplacement linéaire à trois axes  $x$ - $y$ - $z$ , avec deux axes motorisés : axe  $x$  et axe  $y$  (Fig. 2-22). Les axes linéaires motorisés offrent une résolution de 0,0125 mm et un déplacement utile de 1000 mm et 500 mm respectivement pour l'axe  $x$  et l'axe  $y$ . Ce système a été mis au point afin d'avoir un positionnement précis du tag par rapport à l'antenne lecteur pour les mesures réalisées dans la zone de champ proche.

Le mode de réception d'un lecteur RFID est accompli par un oscilloscope numérique configuré pour afficher la réponse du tag, soit sous sa forme temporelle soit sous sa forme spectrale (calculée par transformée de Fourier rapide, FFT - *Fast Fourier Transform*). L'analyse spectrale permet de mieux détecter la réponse du tag dans les cas où le niveau de modulation est très bas et où le signal observé en temps ne peut pas être distingué facilement comme dans

l'exemple représenté sur la Fig. 2-23. En lien avec le Chapitre 1, il est à noter entre parenthèses ici que c'est l'une des raisons pour lesquelles le système de démodulation (détection I/Q) du lecteur est particulièrement sensible et représente pour la performance des applications classiques RFID UHF un enjeu extrêmement fort qui tend même à dépasser celui de la sensibilité des puces aujourd'hui devenue excellente.

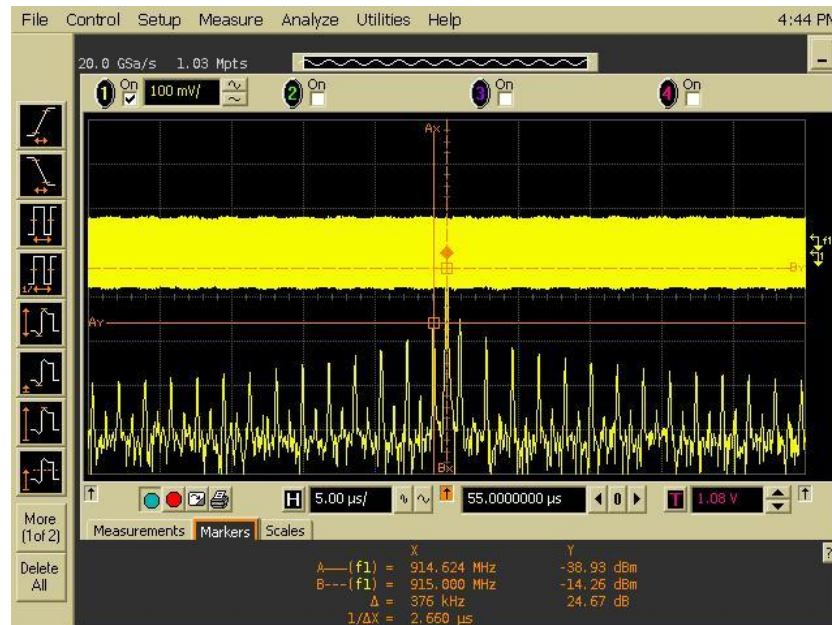


Fig. 2-23 – Ecran de l'oscilloscope numérique : la réponse du tag est affichée sous sa forme temporelle et sous sa forme spectrale.

### 2.3.2 Procédure de mesure

Pour tester la performance de l'antenne dans la zone de champ proche, nous avons réalisé un test de cartographie d'activation du tag. Dans la littérature [2.5]-[2.7], [2.19], [2.23], [2.24], cette procédure est souvent réalisée afin d'évaluer la performance des antennes champ proche pour les applications RFID. Par contre, il n'y pas de critères spécifiques concernant la procédure de test, pour laquelle chaque auteur propose sa procédure selon le scénario d'applications. Nous avons opté pour réaliser cette procédure en lisant un seul tag RFID à la fois, car la lecture simultanée de plusieurs tags (comme réalisé dans [2.6], [2.23], [2.24]) peut entraîner des effets de couplage mutuels entre les tags, et ainsi masquer la distribution réelle du champ de l'antenne.

Notre procédure de mesure consiste tout d'abord à déterminer une grille de points où le centre du tag sera placé sur chacun des points d'intersection de la grille (Fig. 2-24(a)). Si dans un carré au moins trois intersections sont activées, la région du carré est considérée comme active (Fig. 2-24(b)). De cette manière nous pouvons identifier pour quelles positions l'intensité de

champ magnétique est suffisante pour activer le tag et si la distribution est assez homogène. Il faut noter qu'il s'agit d'un critère arbitraire qui nous a semblé être un compromis acceptable même si le choix de deux intersections pour la validation d'une zone aurait permis de déterminer des zones d'activation plus homogènes.

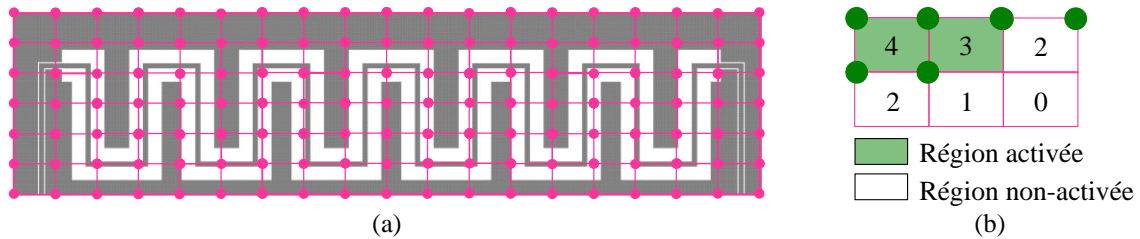


Fig. 2-24 – (a) Exemple de l'utilisation de la grille pour définir les points pour la cartographie. (b) Définition des régions d'activation selon le nombre des intersections activées.

Les tests ont eu lieu selon les cas dans un environnement contrôlé tel qu'une chambre anéchoïque ou bien dans un espace hors-chambre anéchoïque. Pour le test dans la zone de champ proche, un volume de mesure a été défini afin de relever la performance de l'antenne dans la zone de champ proche réactif. Comme ces champs sont principalement localisés sur la surface de l'antenne, le volume de mesure est déterminé selon la surface de l'ALST pour les directions  $x$ - $y$ , et à une distance dans la direction  $z$  pouvant aller jusqu'à une centaine de centimètres.

Pour les tests, trois types de tags RFID UHF ont été utilisés. Deux d'entre eux sont des tags commerciaux RFID UHF dédiés pour opérer dans la zone de champ proche réactif (Fig. 2-25(a) et Fig. 2-25 (b)) : ALN 9613 [2.25] et TRAP NF [2.26]. Le troisième noté P1 est un prototype conçu pour opérer dans les trois zones de propagation (Fig. 2-25(c)).



Fig. 2-25 – Tags utilisés lors des tests dédiés à la caractérisation en zone de champ proche réactif (a) ALN 9613 chez Alien, (b) TRAP NF chez Smartrac et tag (c) prototype P1 adapté à la puce Higgs3.

Les tags ALN 9613 et TRAP NF sont configurés pour être activés en présence d'un flux magnétique. Ces deux tags ont servi de référence pour analyser l'intensité et surtout la distribution des lignes de champ  $\mathbf{H}$  générées par l'antenne ASLT.

Lors du test de performance dans la zone de champ lointain, le tag P1 a été placé à une distance égale à 80 cm et nous avons mesuré pour quelle valeur de puissance le tag était activé. Il est important de remarquer que le tag et l'ALST ont été orientés pour avoir la même orientation à l'égard de la polarisation.



### 2.3.3 Résultats

Dans ce paragraphe les résultats du test de cartographie seront abordés. Nous présenterons d'abord les résultats des tests avec l'antenne combinée patch-boucle segmentée réalisés hors chambre anéchoïque. Ensuite les résultats des tests réalisés dans la chambre anéchoïque avec l'antenne méandre CPW, l'antenne combinée patch-boucle segmentée et l'antenne dipôle seront montrés.

#### 2.3.3.1 Premières mesures hors chambre anéchoïque pour l'antenne combinée patch-boucle segmentée

Une première série de tests a été faite avec l'antenne combinée dans un espace hors chambre anéchoïque. Lors de ce test le tag P1 a été utilisé et la lecture a eu lieu en deux distances différentes à 2 cm et 15 cm. Le générateur a été réglé avec une puissance fixe de 7 dBm. Les résultats sont présentés dans la Fig. 2-26, où les zones en rouge représentent les positions où le tag a été activé.

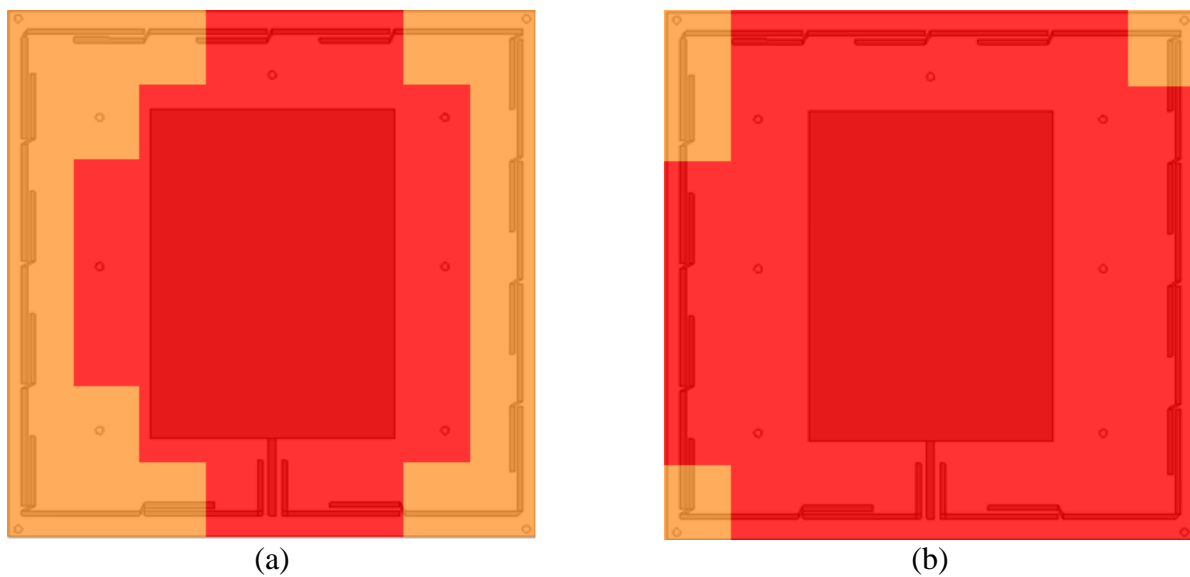


Fig. 2-26 – Mesure antenne combinée avec le tag P1 à (a) 2 cm (b) 15 cm, [2.12].

Nous observons qu'à la distance  $z = 15$  cm l'activation du tag a été plus homogène sur la surface de l'antenne par rapport à la distance  $z = 2$  cm. Ce résultat se justifie par l'intensité du champ magnétique plus forte dans la zone autour de l'antenne patch à cette distance, et aussi par la présence d'un fort champ électrique à cette position. La distance maximale de lecture pour la puissance d'émission à 7 dBm a été mesurée égale à 20 cm.



### 2.3.3.2 Mesures en chambre anéchoïque

Dans une deuxième série de tests nous avons réalisé la cartographie en utilisant les deux antennes lecteurs présentées dans les sections précédentes : antenne méandre CPW et antenne combinée patch-boucle segmentée. Une antenne dipôle simple ( $L \approx \lambda/2$ ) a été également testée afin de comparer finalement la performance des deux autres antennes avec cette antenne classique. La configuration de mesure utilisée a été telle qu'illustrée sur la Fig. 2-22. Pour chaque antenne testée une grille avec  $10 \times 10$  points a été imposée. Les pas  $\Delta x$  et  $\Delta y$  ont été définis selon les dimensions de l'antenne et de façon que la grille englobe toute la surface de l'antenne lecteur. Plus précisément :

- Antenne méandre CPW :  $10 \times 10$  points avec  $\Delta x = 3,0$  cm et  $\Delta y = 0,75$  cm ;
- Antenne combinée :  $10 \times 10$  points avec  $\Delta x = \Delta y = 2,2$  cm ;
- Antenne dipôle :  $10 \times 10$  points avec  $\Delta x = 1,55$  cm et  $\Delta y = 0,25$  cm.

La Fig. 2-27 présente la configuration de la grille pour chaque antenne.

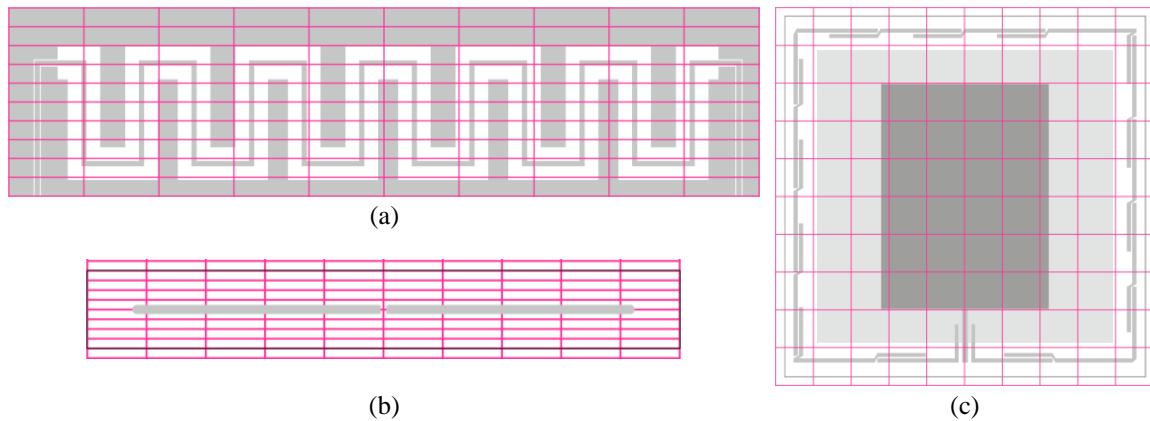


Fig. 2-27 – Définition des grilles de chaque ALST : (a) antenne méandre CPW; (b) antenne dipôle et (c) antenne combinée patch-boucle segmentée.

Les tags ALN 9613 et TRAP NF ont été utilisés lors de ces tests et ils ont été orientés suivant l'une des trois orientations possibles illustrées sur la Fig. 2-28. La Fig. 2-29 présente une photographie de la configuration de mesure de cartographie avec le tag dans l'orientation « H ».

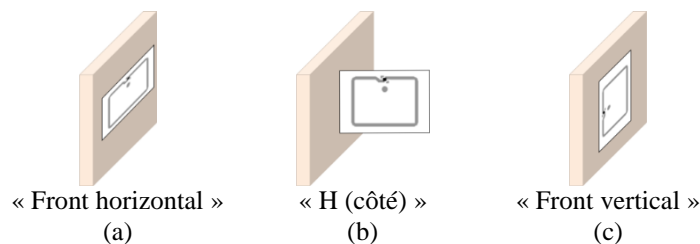


Fig. 2-28 – Orientations des tags ALN 9613 et TRAP NF pendant le test de cartographie.

Le terme « front » fait référence à la configuration lorsque la surface frontale du tag est en face de la surface de l'antenne lecteur. La différence entre « front horizontal » et « front vertical » porte sur l'orientation du segment le plus long de la boucle de l'antenne tag. Lorsque ce segment est orienté horizontalement par rapport au sol, alors il s'agit de « front horizontal », exemple Fig. 2-25(a), or s'il est orienté verticalement par rapport au sol il s'agit de « front vertical ».

Les mesures ont été réalisées avec le banc de test et avec un lecteur RFID commercial.

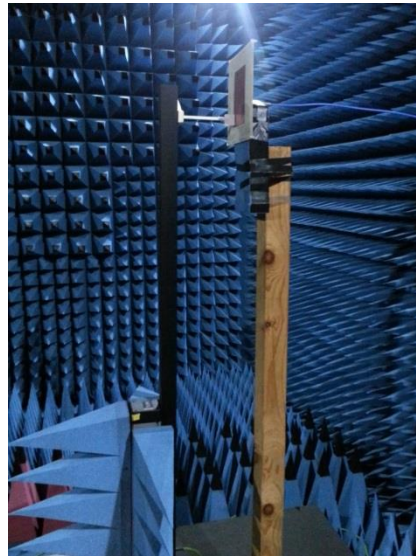


Fig. 2-29 – Photographie de la configuration de mesure de cartographie avec le tag dans l'orientation « H ».

#### **2.3.3.2.1 Antenne combinée patch-boucle segmentée**

Dans le premier test, nous avons évalué la performance de l'antenne combinée patch-boucle segmentée et confronté les résultats obtenus avec les deux tags champ proche. Les deux tags ont été placés à une distance  $z = 20$  mm et orientés dans la configuration « front horizontal ». Avec cette configuration nous pouvons évaluer la distribution des champs normaux de l'ALST pour l'activation du tag. Les résultats sont présentés dans la Fig. 2-30.

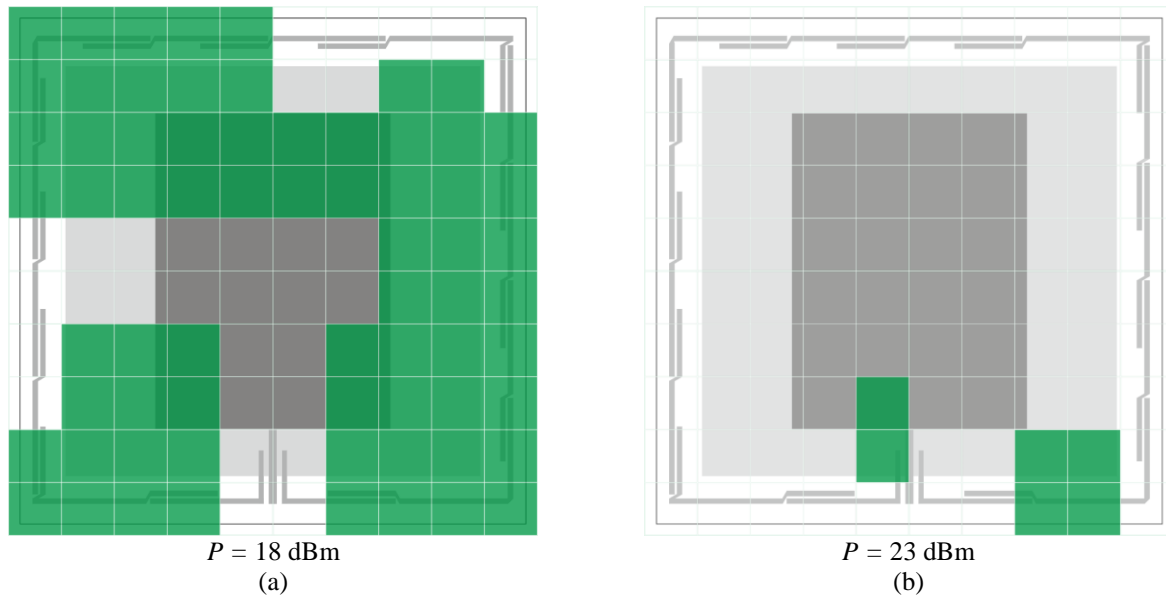


Fig. 2-30 – Cartographie de l'antenne combinée : (a) cas du tag ALN 9613 ; (b) cas du TRAP NF ; tags placés à la distance  $z = 20 \text{ mm}$  et dans l'orientation « front horizontal ».

Il faut observer que le niveau de puissance considéré n'a pas été le même pour les tags. En effet, le tag TRAP NF nécessite un niveau de puissance plus élevé pour être activé. Ainsi pour le tag TRAP NF, le niveau de puissance était égal à 23 dBm tandis que pour le tag ALN 9613 il valait 18 dBm. A cette distance,  $z = 20 \text{ cm}$ , la distribution de champ magnétique est moins uniforme et des zones mortes sont détectées sur la surface de l'antenne lecteur comme le montrent les résultats.

La mauvaise performance du TRAP NF peut être justifiée par l'orientation testée alliée à la géométrie de l'antenne du tag, qui s'avère moins favorable au couplage des lignes des champs  $\mathbf{H}$  pour ce tag. Comme observé sur la Fig. 2-31, avec cette orientation le tag TRAP NF a peu d'intersections activées, seulement quatre avec le critère considéré (activation pour au moins trois points d'une maille). En plus, sa géométrie non symétrique dans le plan  $x$ - $y$  peut expliquer pourquoi l'activation est plus performante sur un côté de l'antenne, comme observé sur le plan  $x$  positif de l'antenne combinée où l'activation du tag a été plus présente.

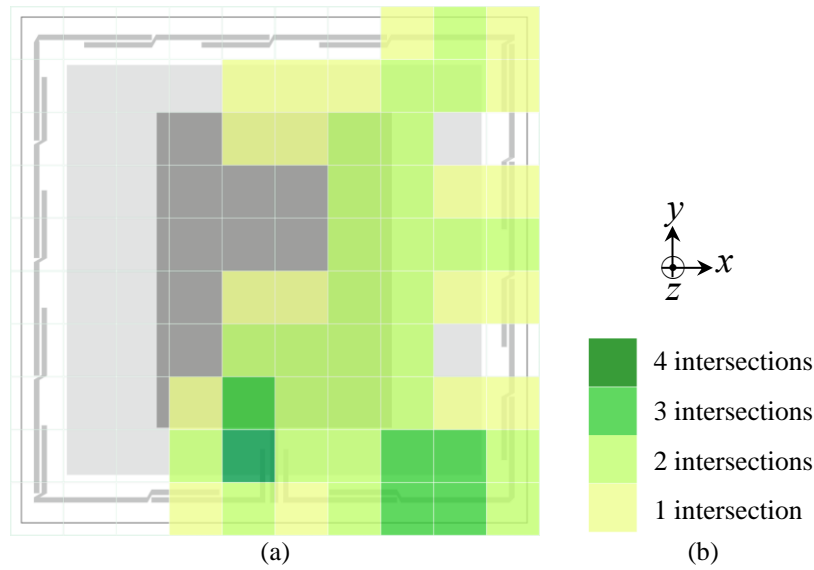


Fig. 2-31 – Régions d'activation selon le nombre d'intersections activées de l'antenne combinée patch-boucle segmentée avec le tag TRAP NF.

Les résultats de cartographie avec le tag ALN 9613 font apparaître moins de dépendance à la géométrie de l'antenne tag par rapport au tag TRAP NF. Le tag ALN 9613 possède une géométrie symétrique et le résultat observé avec ce tag est dû principalement à la disposition des lignes de champ  $\mathbf{H}$  dont la distribution des lignes de champ n'est pas parfaitement symétrique et homogène sur la surface de l'antenne. Malgré ce point, les résultats restent assez satisfaisants.

Dans la zone de champ proche, les lignes de champ magnétique peuvent sortir de l'antenne de façon perpendiculaire et aussi de façon tangentielle. Afin d'analyser la distribution des champs tangentiels (parallèles à la surface de l'antenne) générés par l'ALST pour l'activation du tag nous avons changé l'orientation du tag telle que la configuration « H » de la Fig. 2-28(b). Les tags ont été placés à une distance  $z = 20$  mm et la puissance de sortie du générateur a été configurée à 23 dBm dans les deux cas. Pour cette configuration, la contribution des champs tangentiels sera plus importante pour exciter un courant sur la boucle du tag et activer leur puce. Les résultats sont illustrés par la Fig. 2-32.

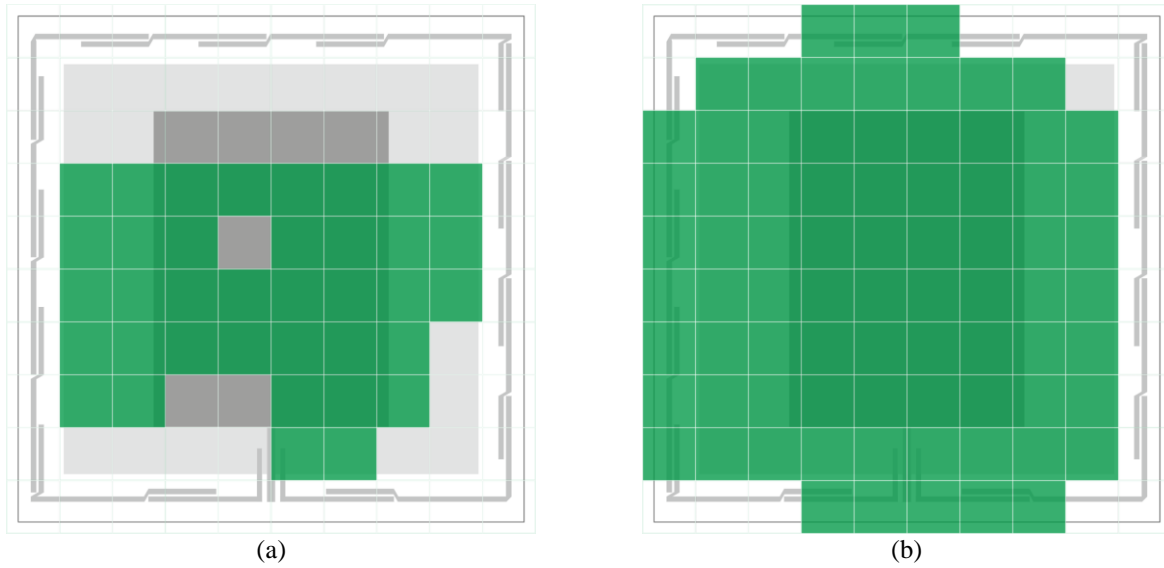


Fig. 2-32 – Cartographie de l'antenne combinée (a) tag ALN 9613 (b) TRAP NF à la distance  $z = 20$  mm et placés dans l'orientation « H ».

Les résultats de cette configuration montrent que le tag ALN 9613 est plus excité par les champs générés par l'antenne patch que ceux par l'antenne boucle segmenté. Dans la configuration « H », les champs générés par l'antenne sont plus performants pour activer le tag TRAP NF. Et tel qu'observé dans le test précédent, la configuration du tag TRAP NF joue un rôle très important sur la cartographie de l'antenne. En effet dans la configuration « H » et au regard des lignes de champs, l'antenne du tag semble présenter un deuxième tour de sa boucle, Fig. 2-33. La présence de cette demi-boucle augmente l'intensité du courant induit et en conséquence améliore l'activation du tag dans la zone de champ proche réactif.

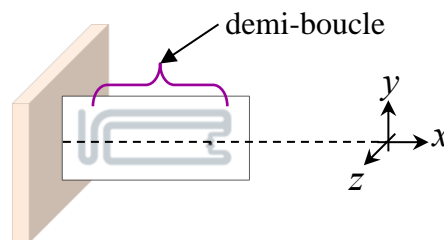


Fig. 2-33 – Tag TRAP NF dans la configuration « H ». Noter que dans cette configuration le tag semble avoir une deuxième boucle dans la direction  $y$  positif.

### 2.3.3.2.2 Antenne méandre CPW

Les tests avec l'antenne méandre CPW ont été réalisés dans des conditions semblables à celles avec l'antenne combinée. Les deux tags champ proche ALN 9613 et TRAP NF ont été à nouveau utilisés respectivement dans les configurations « H » et « front horizontal ». Les mesures ont été réalisées dans un premier temps avec le banc de test présenté dans la Fig. 2-22 et puis avec un lecteur RFID commercial. Pour ce test, les équipements de mesures ont été remplacés par

le lecteur RFID M6 de chez Thingmagic [2.27]. La puissance d'émission a été réglée à 23 dBm pour le générateur et le lecteur M6, et les tags ont été placés à une distance  $z = 10$  mm.

Les Fig. 2-34 et Fig. 2-35 présentent les résultats obtenus. Les zones d'activation restent plutôt concentrées autour de la ligne CPW à haute impédance. Nous pouvons observer que pour les deux tags testés la lecture avec le lecteur RFID a été plus homogène. Il est probable que la sensibilité du lecteur commercial soit meilleure que la procédure utilisée à l'aide de l'oscilloscope numérique pour valider l'activation d'un tag.

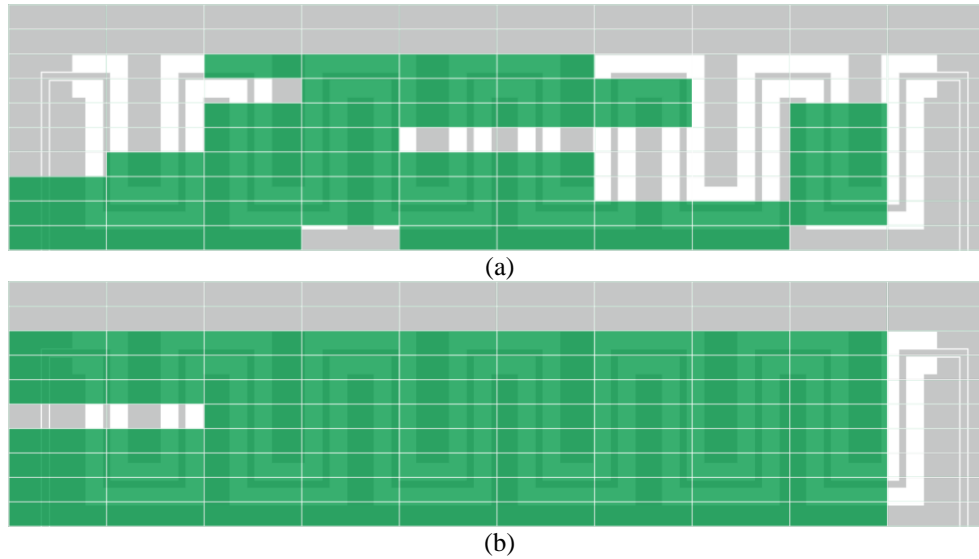
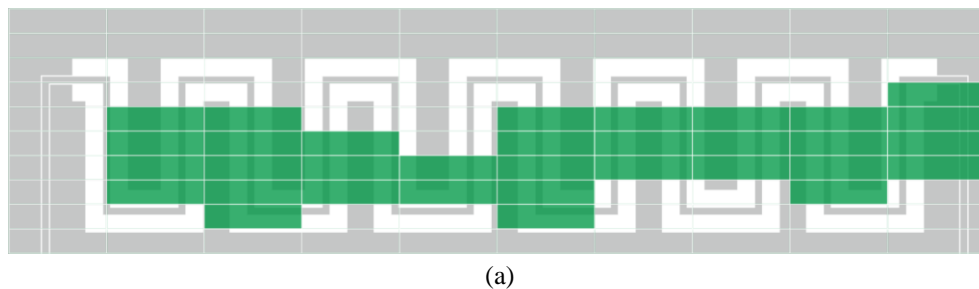


Fig. 2-34 – Cartographie avec le tag TRAP NF à 10 mm avec une orientation « front horizontal »: en (a) avec le banc de test, et en (b) avec le lecteur M6.

L'avantage des lignes CPW réside sur la capacité d'exciter plusieurs composantes du champ magnétique. Pour vérifier cette versatilité, nous avons évalué la performance de composantes tangentielle du champ magnétique pour l'activation du tag ANL 9613 à la distance  $z = 10$  cm. Les résultats sont présentés dans la Fig. 2-35. Nous pouvons déduire que pour cette configuration, le tag est plus facilement activé dans des régions qui se trouvent autour des lignes CPW disposées verticalement.



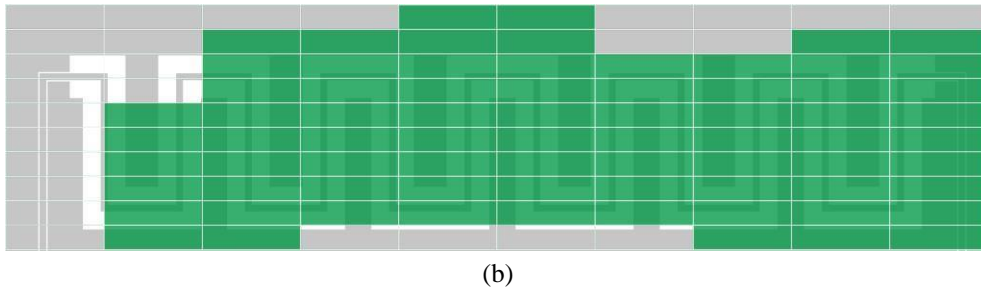


Fig. 2-35 – Cartographie avec tag ALN 9613 à 10 mm orientation « H » : (a) avec setup et (b) avec lecteur M6.

Dans l'étude [2.5] un réseau de deux antennes CPW à méandre est proposé pour les applications RFID UHF champ proche. Si nous comparons les résultats obtenus dans [2.5] et les résultats que nous avons présentés, nos résultats semblent moins bons. Mais il faut observer que dans [2.5] le tag utilisé pour le test de cartographie a une surface ( $47,5 \text{ mm} \times 28 \text{ mm}$ ) bien plus importante que celle des tags utilisés dans nos études. De plus, la grille définie par les auteurs comprend moins de points ( $4 \times 9$ ) que la nôtre ( $10 \times 10$ ). Les résultats présentés ne peuvent pas donc être comparés directement avec ceux proposés dans [2.5].

### 2.3.3.2.3 Antenne dipôle

Pour finaliser le test de cartographie, nous avons testé une antenne dipôle simple avec le tag ALN 9613. Le but du test est d'analyser si le champ magnétique de la zone de champ proche réactif de cette antenne est suffisant pour activer un tag RFID champ proche réactif. Pour cela nous avons placé le tag à une distance  $z = 10 \text{ mm}$  car à  $20 \text{ cm}$  l'activation du tag n'est pas réalisable. Le tag a été placé avec les orientations « front horizontal » et « front vertical ». La configuration de mesure est celle présentée à travers la Fig. 2-22 et la puissance de sortie du générateur a été fixée à  $23 \text{ dBm}$ . Les résultats sont présentés dans la Fig. 2-36.

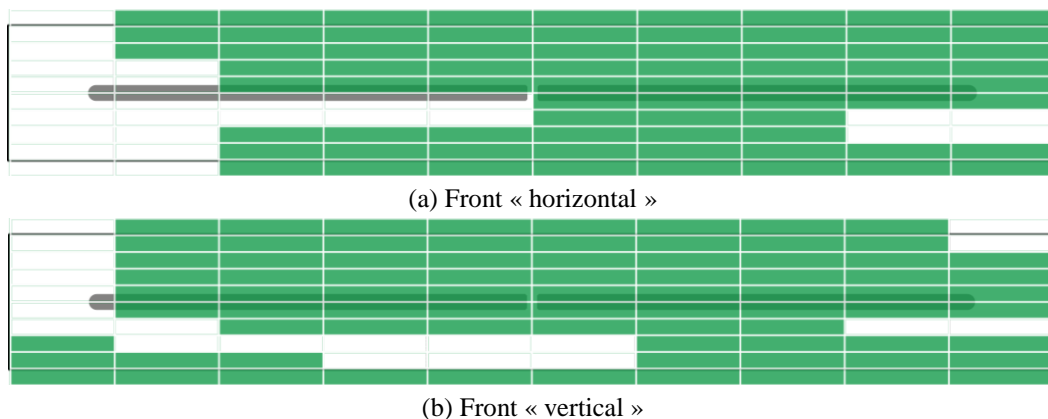


Fig. 2-36 – Cartographie dipôle avec tag ALN 9613 dans l'orientation (a) «front horizontal» et (b) «front vertical».

Les résultats montrent que le champ magnétique de l'antenne dipôle à  $10 \text{ cm}$  est assez important pour activer le tag RFID champ proche réactif dans les deux orientations testées. Même

si les deux antennes utilisées, antenne lecteur dipôle et antenne tag ALN 9613, possèdent une configuration symétrique, nous observons que les zones de lectures ne sont pas tout à fait symétriques. Cette asymétrie sur la cartographie d'activation peut être liée à l'alignement des deux antennes qui a été difficile à régler en pratique, et aussi aux effets mutuels générés entre les deux antennes en zone de champ proche réactif qui peuvent perturber la distribution des champs autour de l'antenne dipôle.

Comparant les résultats de l'antenne dipôle avec ceux des antennes combinée et méandre CPW nous constatons que comme pour les autres antennes les régions d'activation restent plutôt concentrées sur les lignes conductrices de courant. Ce comportement était attendu car le champ magnétique circule autour du courant électrique d'un conducteur. Il est à noter que pour l'antenne dipôle l'activation du tag RFID champ proche est possible mais le volume d'activation est réduit.

### **2.3.4 Bilan**

Les résultats du test de cartographie ont montré que le champ magnétique des antennes testées possède une amplitude assez forte pour activer le tag pour plusieurs distances, orientations et positions par rapport à la surface de l'antenne sous test. La configuration du champ H généré par la boucle segmentée de l'antenne combinée est plus apte pour activer le tag lorsqu'il se trouve dans la configuration « front horizontal », tandis que le champ H généré par l'antenne patch contribue plus amplement pour activer le tag dans l'orientation « H ». Les lignes de champ magnétique de l'antenne méandre CPW ont des dispositions et une amplitude plus homogènes, par rapport aux autres antennes analysées, pour activer le tag dans les configurations « front horizontal » et « H ». Les résultats de cartographie des deux configurations sont assez comparables. De façon générale, à partir du test nous pouvons avoir un aperçu de la façon dont les lignes de champ magnétique sont configurées autour de l'antenne lecteur.

## **2.4 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur la distribution des champs électromagnétiques dans les trois zones de propagation et les particularités de chaque zone. De cette étude nous avons pu identifier les exigences nécessaires pour la conception d'antennes RFID UHF opérant dans la zone de champ proche.

Les principales topologies d'antenne pour les applications champ proche et champ lointain ont été ensuite présentées avec la proposition d'une antenne originale dédiée aux trois zones de propagation.



Nous avons enfin réalisé et détaillé le test de cartographie pour lequel nous proposons une procédure spécifique pour déterminer les zones d'activation de l'antenne sous test. Les tests de cartographie réalisés permettent d'évaluer la performance des antennes lecteurs dans la zone de champ proche réactif. Ces tests ont permis d'évaluer et de valider les antennes lecteurs présentées dans ce chapitre. Leurs performances sont satisfaisantes pour la lecture de tags en zone de champ proche et avec des orientations différentes. Il a été toutefois montré que l'orientation et la géométrie de l'antenne du tag influencent la cartographie des zones d'activation.

## 2.5 Références

- [2.1] C. A. Balanis, « Antennas theory: analysis and design », 3<sup>rd</sup> edition, John Wiley and Sons, 2005.
- [2.2] W.L. Stutzman, G. A. Thiele, « Antenna theory and design », 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley and Sons, 1998.
- [2.3] T. A. Milligan, «Modern antenna design », 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley and Sons, 2005.
- [2.4] C. Capps, « Near field or far field? », EDN (Electronic Design News: <http://www.edn.com>), pp. 95-102, August 2001.
- [2.5] Michel, R. Caso, A. Buffi, P. Nepa et G. Isola « Meandered TWAS array for near-field UHF RFID applications », Electronics Letters, vol. 50, pp.17-18, January 2014.
- [2.6] R. Medeiros, J. R. Costa et C. A. Fernandes, « RFID reader antennas for tag detection in self-confined volumes at UHF », IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 53, n° 2, April 2011.
- [2.7] Ren, C. Wu, Y. Gao et Y. Yuan, « A robust UHF near-Field RFID reader antenna », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, n° 4, April 2012.
- [2.8] X. Qing and Z. N. Chen, «UHF near-field RFID antennas », IEEE Int. Workshop on Antenna Technology, 2010.
- [2.9] X. Qing, Z. N. Chen et C.K. Goh, « UHF near-field RFID reader antenna with capacitive coupler », Electronics Letter, vol. 46, n° 24, November 2010.
- [2.10] L. Popov *et al*, « Magnetic field intensity in near field zone of loop antenna for RFID systems », Technical Physics Letters, vol. 36, n° 10, pp. 882–884, 2010.
- [2.11] M. Dobkin et al, « Segmented magnetic antennas for near-field UHF RFID », Microwave Journal, vol. 50, n° 6, June 2007.
- [2.12] A.C. de Souza, Y. Duroc, T.P. Vuong et A. Luce, « A near-field and far-field antenna for UHF RFID applications », IEEE-APS APWC, pp.1240-1243, September 2013.
- [2.13] Buffi, A. A. Serra, P. Nepa, H.-T. Chou, et G. Manara, « A focused planar microstrip array for 2.4 GHz RFID readers », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 5, pp.1536-1544, May 2010.
- [2.14] J.L. Volakis. « Antenna Engineering Handbook », 4<sup>th</sup> edition, McGraw-Hill, 2007.
- [2.15] B.R. Franciscatto, A.C. Souza, C. Defay, T.T. Trang, T.P. Vuong, « High gain microstrip patch antenna array using multiple superstrate layers for DSRC applications », IEEE-APS APWC, pp. 736-739, September 2012.
- [2.16] A.C. de Souza, T.P. Vuong, C. Defay, « High gain circular polarization antenna for 5.8 GHz with left-handed materials », IEEE EuCAP 2012, pp. 2908-2910, March 2012.
- [2.17] P.V. Nikitin, K.V.S. Rao, « Helical antenna for handheld UHF RFID reader », IEEE RFID International Conference, pp. 166-173, April 2010.

- [2.18] A. L. Borja et al, « A reconfigurable passive UHF reader loop antenna for near-field and far-field RFID applications », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 580-583, June 2012.
- [2.19] B. Shrestha et al, « UHF RFID reader antenna for near-field and far-field operations », IEEE Antennas and Wireless Propagation L., vol. 10, pp.1274-1277, November 2011.
- [2.20] C. H. Chan et al, « Numerical study of a proximity-coupled microstrip antenna with a slot », IEEE Antennas and Propagation International Symposium, vol. 4, pp. 2115-2118, 1997.
- [2.21] A. Pouzin, « Qualification d'éléments RFID en environnement opérationnel », mémoire de thèse, Université Grenoble-Alpes, LCIS, France, Décembre 2009.
- [2.22] GS1, « EPC™ Radio-frequency identity protocols generation-2 UHF RFID », disponible à : <http://www.gs1.org/>.
- [2.23] Z. Xing L. Wang C. Wu K. Wei, « Study of broadband near-field antenna for ultra-high-frequency radio frequency identification applications », IET Microwave, Antenna and Propagation, vol. 5, n° 14, pp. 1661-1669, November 2011.
- [2.24] H.-W. Liu et al, « An UHF reader antenna design for near-field RFID applications », IEEE APMC 2009, pp. 2394-2397, December 2009.
- [2.25] Alien Technology, disponible sous l'adresse: <http://www.alientechnology.com>.
- [2.26] Smartrac, disponible sous l'adresse: <http://www.smartrac-group.com/>.
- [2.27] ThingMagic, « Mercury6 4 port RFID reader », disponible sous l'adresse: <http://www.thingmagic.com/index.php/fixed-rfid-readers/mercury6>.



# Chapitre 3

## *Etude et conception des tags RFID UHF passifs champ proche/champ lointain*

<b>3.1 Classification des tags RFID UHF passifs .....</b>	<b>93</b>
3.1.1 Tags champ proche.....	93
3.1.2 Tags hybrides .....	94
3.1.3 Tags champ lointain .....	94
<b>3.2 Conception d'antennes de tags champ proche et champ lointain .....</b>	<b>95</b>
3.2.1 Première antenne tag champ proche/champ lointain.....	96
3.2.2 Deuxième antenne tag champ proche/champ lointain.....	98
<b>3.3 Caractérisation des puces RFID UHF .....</b>	<b>101</b>
3.3.1 Méthode de caractérisation de l'impédance $Z_{p1}$ .....	102
3.3.2 Résultats de la mesure $Z_{p1}$ .....	104
3.3.3 Méthode de caractérisation de l'impédance $Z_{p2}$ .....	107
<b>3.4 Nouvelle approche de conception de tags passifs RFID UHF.....</b>	<b>109</b>
3.4.1 Conception des antennes à partir d'impédances spécifiques.....	112
3.4.2 Caractérisation des tags et résultats.....	114
<b>3.5 Mesure de l'impédance d'entrée d'antennes du tag .....</b>	<b>124</b>
<b>3.6 Conclusion .....</b>	<b>127</b>
<b>3.7 Références.....</b>	<b>129</b>

## 3. Etude et conception des tags RFID UHF passifs champ proche/champ lointain

Ce chapitre se focalise sur l'étude des tags RFID UHF passifs en champ proche et en champ lointain. Plusieurs aspects concernant à la fois la conception et la caractérisation de l'antenne des tags sont étudiés et évalués. Dans un premier temps, nous présentons une classification des tags RFID UHF qui permet de mieux identifier dans quelle zone de propagation un tag peut offrir une meilleure performance. Ensuite nous proposons deux antennes de tag opérant en zones de champ proche et champ lointain, objet d'un travail réalisé en collaboration avec une équipe de recherche de l'Université de Carthage (Tunisie). Dans une troisième partie, nous nous intéressons à la caractérisation des puces microélectroniques RFID UHF. Enfin, nous proposons une approche de conception d'antennes de tag qui peut être employée pour les tags fonctionnant dans les zones de champ proche et/ou champ lointain.

### 3.1 Classification des tags RFID UHF passifs

De nombreux types de tags RFID UHF sont aujourd'hui disponibles et la majorité est consacrée à un usage général. Parmi ces différents types de tags, certains sont restreints à fonctionner dans des zones de lectures limitées, soit par la configuration de l'antenne lecteur soit par les caractéristiques de l'antenne du tag, par exemple les tags champ proche. En se basant sur la zone de propagation de champ et sur les caractéristiques géométriques de l'antenne du tag, les tags RFID UHF peuvent être classifiés en trois types de familles : les tags champ proche, les tags hybrides et les tags champ lointain. Dans la section 1.2.3 nous avons évoqué les types de systèmes RFID UHF champ proche selon le type d'antennes du lecteur et du tag utilisées. Dans cette section nous allons donner plus de détails concernant les antennes du tag.

#### 3.1.1 Tags *champ proche*

Cette famille est caractérisée par le type d'antennes du tag : il s'agit généralement d'une antenne boucle de dimensions très petites (inférieures à  $\lambda/10$ ) et constituée d'une boucle d'un seul tour. Dues aux caractéristiques de l'antenne, ce type de tag ne fonctionne qu'en présence d'un flux de champ magnétique car sa structure ne permet pas l'absorption d'énergie par les lignes de

champ électrique. De ce fait, la portée du tag se concentre plutôt dans la zone de champ proche réactif de l'antenne et leurs dimensions sont petites afin de réduire les perturbations que l'antenne tag peut apporter au champ magnétique de l'antenne du lecteur. La Fig. 1-10 montre des exemples de tags de la famille champ proche.

### 3.1.2 Tags hybrides

Les tags de cette famille sont caractérisés pour être capables de fonctionner dans les zones de champ proche et de champ lointain. La structure de l'antenne du tag de la famille hybride est généralement constituée d'une boucle d'adaptation d'impédance au centre, associée à une antenne dipôle en forme de méandre. Les méandres sont utilisés afin de réduire la taille de l'antenne et offrent aussi l'avantage de faciliter le réglage de la fréquence opératoire. La boucle au centre de l'antenne en plus de sa fonction d'adaptation facilite aussi le couplage dans la zone de champ proche réactif [3.1].

A cause de leurs dimensions réduites, le gain de ce type d'antennes est bien inférieur au gain d'une antenne dipôle isotrope (1,64 dB). De ce fait, les tags de cette famille ont une portée réduite dans la zone de champ lointain pouvant aller jusqu'à 2 m. L'appellation « hybride » vient donc du fait que ces tags sont conçus pour opérer dans les trois zones, mais de façon limitée dans la zone de champ lointain. Dans la Fig. 3-1 quelques exemples de tags hybrides sont présentés.

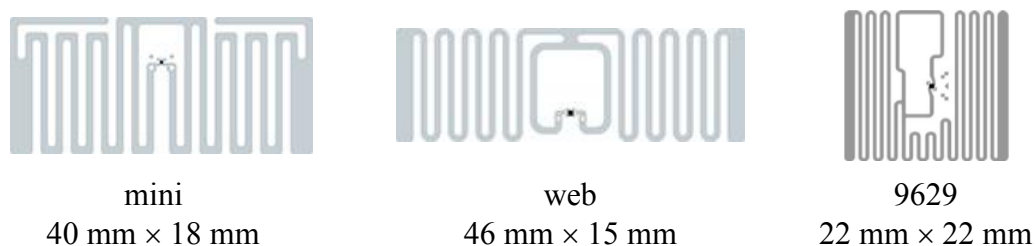


Fig. 3-1 – Exemples de tags hybrides passifs RFID UHF : tag mini et tag web, Smartrac [3.2], et tag 9629, Alien Technology [3.3].

### 3.1.3 Tags champ lointain

Les tags les plus utilisés dans les applications RFID appartiennent à la famille des tags champ lointain. Ils sont caractérisés par une structure constituée en leur centre d'une antenne boucle d'adaptation associée à une antenne dipôle ou à d'autres types d'antennes comme le dipôle replié ou l'antenne à fente. Les dimensions de l'antenne sont plus importantes que celles des tags hybrides. Ils sont optimisés pour avoir une grande portée de lecture qui s'étend au-delà de 10 m. Ce type de tags est généralement plus métallisé que les autres afin d'augmenter le gain

et la SER différentielle [3.1]. Dans la Fig. 3-2 quelques exemples de tags champ lointains sont présentés.

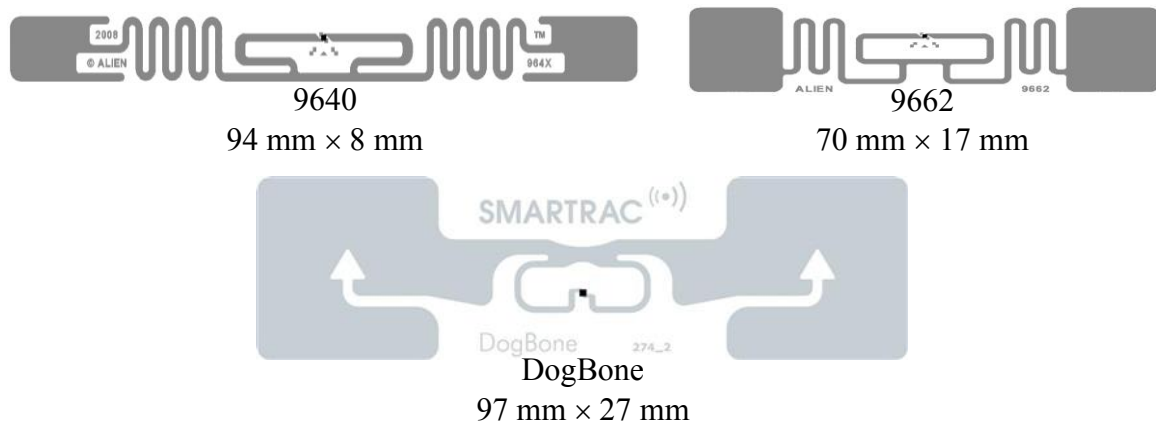


Fig. 3-2 – Exemples de tag champ lointains passifs RFID UHF : tag 9640 et tag 9662, Alien Technology [3.3], et tag dogbone, Smartrack [3.2].

## 3.2 Conception d'antennes de tags champ proche et champ lointain

Dans cette partie nous orientons nos études vers la conception des antennes de tags. Dans la littérature, nous trouvons des lignes directrices concernant la conception des antennes de tags champ lointain [3.4], [3.5]. Ces directives servent généralement aussi comme base pour la conception des antennes de tags performantes dans les zones de champ proche et champ lointain.

De la même façon que pour l'antenne des lecteurs, le point principal pour la conception de l'antenne du tag champ proche est qu'il est nécessaire d'avoir autour de l'antenne une distribution de courant uniforme et une intensité de champ magnétique forte. Un autre point important à considérer concerne les effets de couplage entre les antennes du lecteur et du tag, du fait que due à la proximité des antennes, les effets de couplages mutuels sont plus importants et peuvent modifier la performance des antennes. Suivant la géométrie de l'antenne et principalement sa bande de fonctionnement (large ou étroite) ces effets peuvent être plus significatifs, car les antennes des tags de bande de fréquence étroite sont plus susceptibles de présenter des changements dans leurs caractéristiques d'adaptation dans la zone de champ proche. Pour illustrer cette problématique nous utilisons l'exemple de la Fig. 3-3. Nous comparons la puissance minimale d'activation normalisée ( $Pa_{norm}$ ) en fonction de la fréquence, prise à deux distances différentes : une dans la zone de champ proche radiatif à 17 cm, et l'autre dans la zone de champ lointain à 60 cm. La puissance d'activation est normalisée par rapport à la plus petite valeur de puissance mesurée pour la distance considérée.



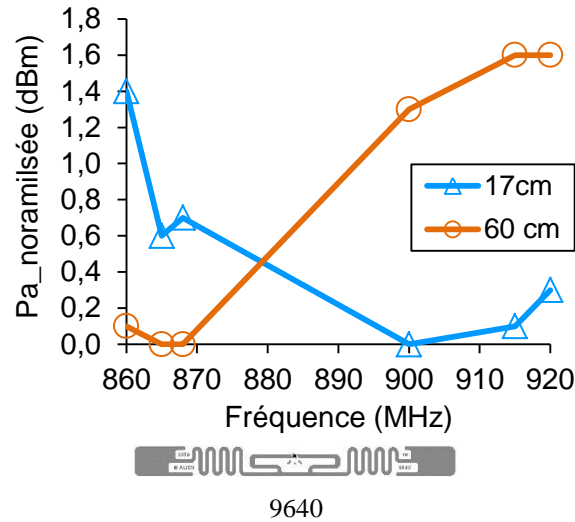


Fig. 3-3 – Comparaison des variations de la puissance d'activation normalisée du tag 9640 dans la zone de champ proche (17 cm) par rapport à celles dans la zone de champ lointain (60 cm) en fonction de la fréquence ; différence liée à l'effet de couplage mutuel.

Les courbes de la Fig. 3-3 permettent d'analyser l'effet de couplage sur l'adaptation de l'antenne. Le tag considéré, un exemple de tag champ lointain, est conçu pour fonctionner à longues distances. On observe sur la courbe de la puissance normalisée en fonction de la fréquence qu'à 17 cm, l'adaptation du tag a changé vers les basses fréquences contrairement à ce qu'on observe à 60 cm. Dans le cas d'une antenne d'adaptation bande étroite ces effets pourraient être plus sévères et modifier l'adaptation de l'antenne vers une fréquence en dehors de la bande de fréquence RFID UHF. Pour cela il est important lors de la conception des tags champ proche que l'antenne du tag soit adaptée au conjugué de la puce RFID pour une large bande de fréquences [3.5].

Nous proposons dans ce paragraphe deux antennes de tags conçues pour opérer dans la zone de champ proche et dans la zone de champ lointain. Les antennes proposées mettent en évidence l'utilisation des méandres afin d'améliorer la distribution de courant sur l'antenne et d'obtenir une puissance d'activation pour les deux zones dans une bande de fréquences relativement large.

### 3.2.1 Première antenne tag champ proche/champ lointain

La première antenne tag que nous proposons [3.6] est illustrée par la Fig. 3-4. Il s'agit d'une antenne dipôle en forme de méandre (de dimensions constantes) avec une boucle d'adaptation rectangulaire au centre. Une fente a été ajoutée dans la boucle d'adaptation afin d'avoir une meilleure adaptation entre l'impédance de l'antenne et l'impédance de la puce. Le tag est réalisé avec une puce de type Higgs3 de Alien Technologies [3.8]. La boucle et le dipôle sont liés par un transformateur d'impédance de configuration type T [3.6]. Les valeurs optimisées des

paramètres géométriques sont présentés dans l'Annexe C : . L'antenne a été conçue sur un substrat diélectrique à faible pertes (tangente  $\delta = 0,0009$ ) de type Rogers RT/Duroid 5880 avec une constante diélectrique de 2,2 et des dimensions globales  $68 \text{ mm} \times 19,7 \text{ mm} \times 0,787 \text{ mm}$ .

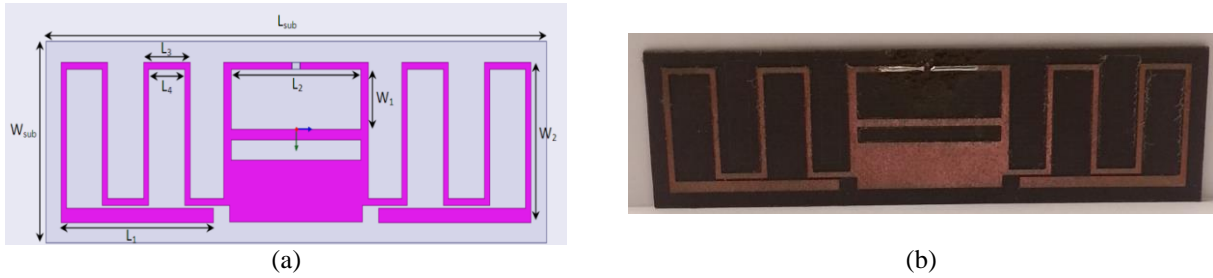


Fig. 3-4 – (a) Géométrie de la première antenne tag champ proche et champ lointain formée par une boucle d'adaptation au centre et une antenne dipôle avec méandres en (b) photographie de l'antenne tag réalisée.

Obtenir une distribution de courant uniforme sur la surface de l'antenne est la clé pour réussir la conception d'antenne de tags opérant dans la zone de champ proche, tel que nous l'avons évoqué dans section 2.2.1. Les aspects sur la distribution de courant et de distribution du champ magnétique autour de l'antenne ont été vérifiés et ils sont présentés par la Fig. 3-5.

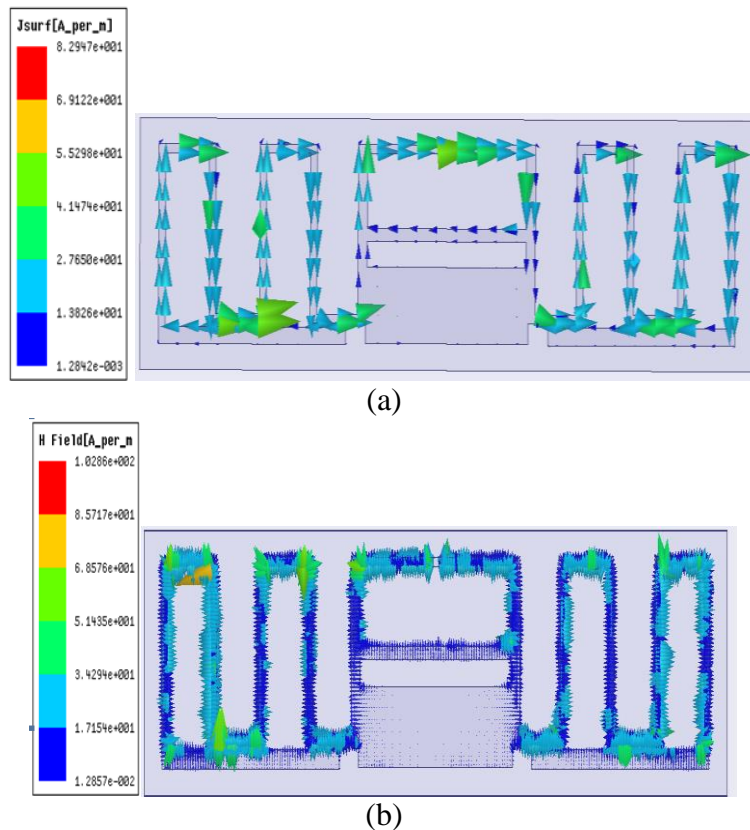


Fig. 3-5 – Résultats de simulation de (a) la distribution du courant de surface à 880 MHz et (b) la distribution du champ magnétique [3.6] .

Nous pouvons observer une distribution homogène du courant autour de l'antenne, où dans les régions proches des méandres, la concentration de courant est plus élevée.

Un prototype a été réalisé et la puissance minimum d'activation a été mesurée afin d'évaluer la performance du tag dans les zones de champ proche et champ lointain. Les résultats sont présentés par la Fig. 3-6. Nous pouvons observer que le tag a été activé dans toute la bande RFID UHF ce qui confirme sa caractéristique large bande. Dans la zone de champ proche nous pouvons observer que l'activation est moins performante aux fréquences supérieures à 900 MHz.

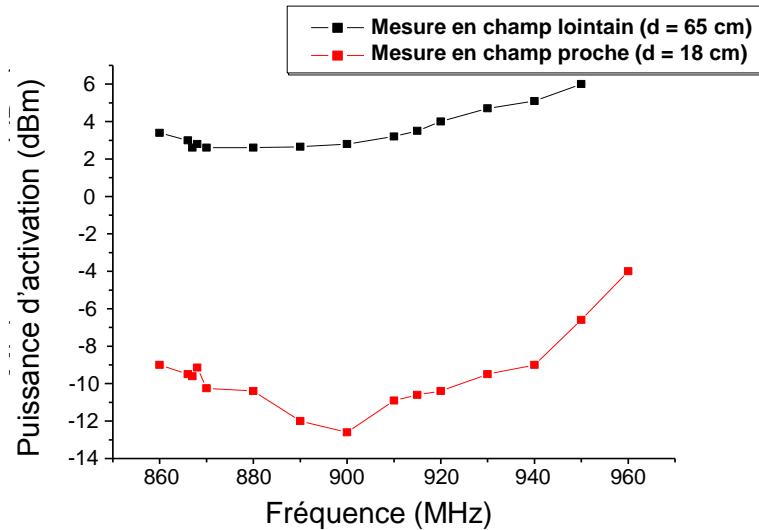


Fig. 3-6 – Puissance d'activation en fonction de la fréquence mesurée à d = 18 cm et d = 65 cm [3.6].

### 3.2.2 Deuxième antenne tag champ proche/champ lointain

Pour la conception de la deuxième antenne tag, des méandres de dimensions progressives (longueur verticale qui augmente progressivement) ont été utilisés. L'antenne est illustrée par la Fig. 3-7 [3.7] dont la boucle d'adaptation contient des fentes afin d'améliorer la distribution de courant dans les méandres et réaliser une adaptation d'impédance entre la puce et l'antenne pour une bande de fréquences plus large. Dans ce 2<sup>ème</sup> cas, l'antenne a été aussi conçue pour être adaptée à l'impédance de la puce RFID UHF Higgs3 de chez Alien Technologies dont la valeur de l'impédance donnée par la *datasheet* constructeur vaut  $30 - j208 \Omega$  pour la fréquence de 868 MHz et pour la puissance de sensibilité de la puce égale à -14 dBm [3.8]. Afin d'obtenir une meilleure adaptation entre la puce et l'antenne, la valeur d'impédance de la puce a été mesurée pour la fréquence d'intérêt (868 MHz) et a été trouvée égale à  $26 - j163 \Omega$ , valeur prise comme référence pour la conception. L'antenne a été réalisée sur le même substrat diélectrique que l'antenne précédente avec les dimensions globales 77 mm × 14 mm × 0,787 mm.

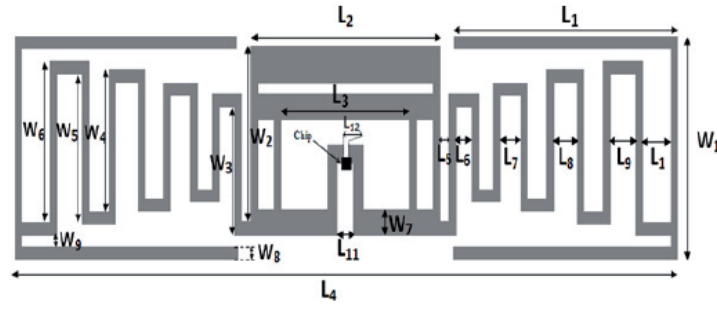
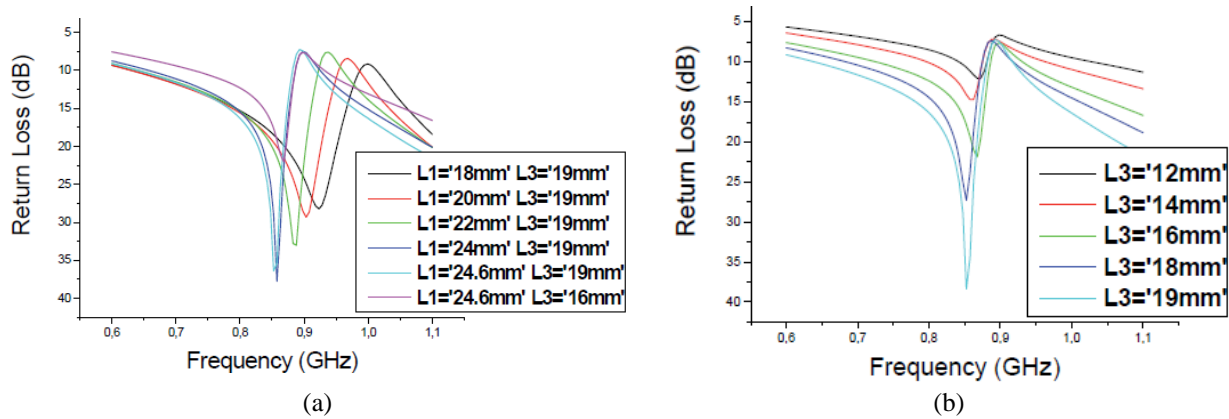


Fig. 3-7 – Géométrie de la deuxième d'antenne tag champ proche et champ lointain [3.7].

Lors du processus d'optimisation de l'antenne, plusieurs paramètres géométriques ont été évalués. Nous avons observé que les longueurs  $L_1$  et  $L_3$  sont les plus sensibles à l'adaptation de l'antenne, tel que présenté dans [3.6]. La longueur  $L_1$  joue notamment sur l'adaptation de l'antenne en fréquence : plus précisément avec la diminution de  $L_1$ , l'adaptation se translate vers les fréquences supérieures comme illustré par la Fig. 3-8(a)). La longueur  $L_3$  influence fortement le niveau d'adaptation : quand  $L_3$  devient plus large l'adaptation s'améliore en réduisant les pertes par réflexion comme montré par la Fig. 3-8(b)). Ces considérations ont été observées à partir de l'analyse des pertes de réflexion entre l'antenne et la puce. Les valeurs optimisées des paramètres géométriques sont présentés dans l'Annexe C : .


 Fig. 3-8 – Variation des longueurs  $L_1$  (a) et  $L_3$  (b) pour l'analyse de l'adaptation à partir des pertes par réflexion [3.7].

La distribution de courant de surface de l'antenne du tag proposée est illustrée par la Fig. 3-9. Nous pouvons observer que le courant reste plutôt concentré sur les méandres, et que l'intensité du courant est plus forte dans cette région. En comparaison avec l'antenne précédente, nous pouvons également analyser que l'amplitude moyenne de courant sur cette antenne est plus importante.

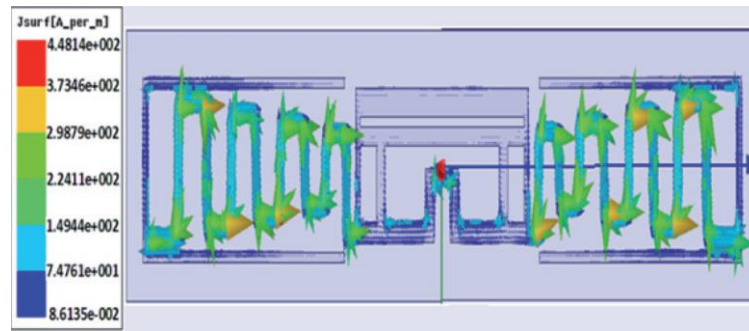


Fig. 3-9 – Distribution du courant de surface du deuxième design à 867 MHz [3.7].

La puissance minimum d'activation a été mesurée pour deux distances de lecture et les résultats sont présentés dans la Fig. 3-10. Nous observons à partir de la puissance minimum d'activation que dans la zone de champ proche l'antenne a une adaptation plus uniforme. Sur la courbe de la puissance d'activation en champ proche nous pouvons observer un pic dans la fréquence de 880 MHz. Ce pic peut être associé à des erreurs de mesures.

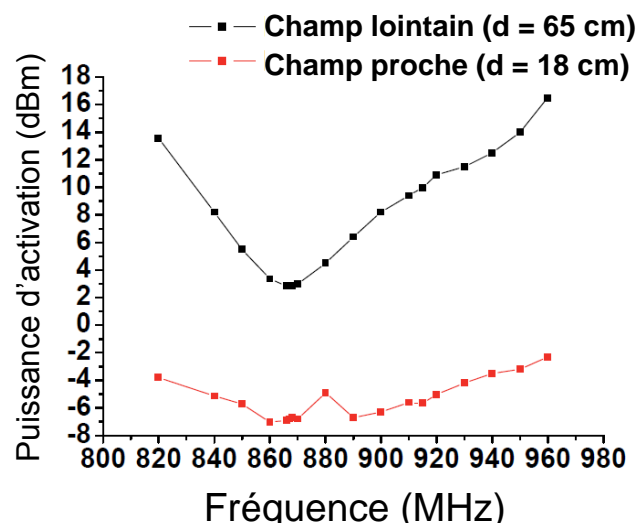


Fig. 3-10 – Puissance minimum d'activation en fonction de la fréquence, [3.7].

Dans les deux travaux ici présentés nous observons que l'utilisation des méandres dans l'antenne du tag apporte des bénéfices concernant l'activation du tag pour plusieurs fréquences et l'homogénéisation de la distribution de courant sur la surface de l'antenne. La comparaison des deux antennes proposées montre que la deuxième antenne vise une amélioration en champ proche avec une puissance d'activation relativement indépendante de la fréquence comme illustrée par la Fig. 3-10. Nous remarquons aussi que lorsque l'antenne est adaptée au conjugué de l'impédance de la puce obtenue par moyen de mesure (et donc adaptée de façon précise), la performance de l'antenne est améliorée pour la fréquence considérée, comme le montre la courbe champ lointain de la Fig. 3-10.

### 3.3 Caractérisation des puces RFID UHF

La RFID utilise les ondes électromagnétiques transmises par le lecteur pour alimenter et communiquer avec le tag. Pour un bon fonctionnement, le transfert de puissance du lecteur vers le tag doit être optimal afin d'assurer une longue portée de lecture dans les applications champ lointain. Pour cela, la règle de base concernant la conception d'antennes de tags détermine que l'impédance d'entrée de l'antenne du tag soit égale ou très proche au complexe conjugué de l'impédance de la puce.

La puce RFID est un composant présentant une certaine complexité due à la présence de blocs fonctionnels comme le circuit redresseur et le régulateur de tension (paragraphe 1.2.2.4), blocs qui entraînent un comportement non-linéaire de la puce : notamment la valeur de son impédance d'entrée varie en fonction de la fréquence d'opération et de la puissance d'entrée et cela de façon non-linéaire [3.9]-[3.11].

La caractérisation précise de la puce est donc une étape importante qui permet de mieux analyser son comportement, et surtout une étape essentielle pour concevoir des tags performants, l'antenne étant alors optimisée du mieux possible en regard de la puce qui lui est associée.

La caractérisation d'un composant RF se fait généralement à partir de la mesure des paramètres de la matrice de répartition ou plus couramment appelée matrice de paramètres [S] (*Scattering parameters*). Les paramètres S expriment certaines propriétés électriques des circuits RF, tels que le gain, le coefficient de réflexion ou le rapport d'onde stationnaires [3.12]-[3.14]. Les paramètres S sont définis à partir du rapport entre l'onde incidente et l'onde réfléchi en termes de charges adaptées et non adaptées sur les ports du composant RF [3.12]. La mesure des paramètres S est effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA – *Vector Network Analyser*) [3.13].

De la mesure des paramètres S de la puce RFID, la valeur de l'impédance d'entrée de la puce ( $Z_p$ ) peut être calculée par l'utilisation de la formule de conversion en utilisant (3.1), [3.4]:

$$Z_p = Z_0 \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad (3.1)$$

où  $Z_0 = 50 \, \Omega$  est l'impédance caractéristique relative à l'équipement de mesure et aux standards de mesure. La valeur  $Z_p$  peut aussi être obtenue directement pendant la mesure avec le VNA.

Comme présenté précédemment, la puce RFID est caractérisée par deux niveaux d'impédance d'entrée,  $Z_{p1}$  et  $Z_{p2}$ , lesquels correspondent respectivement à l'état d'absorption et à l'état de réflexion d'énergie.

Dans les prochains paragraphes, nous présentons les méthodes qui ont été mises en place pour caractériser les impédances d'entrée de la puce en fonction d'une part de la fréquence et d'autre part de la puissance d'entrée.

### ***3.3.1 Méthode de caractérisation de l'impédance $Z_{p1}$***

En préambule, quelques précisions sont données pour le lecteur non averti. Pour la réalisation des mesures de paramètres S avec un VNA, la première étape à effectuer est la calibration de l'équipement. Cette procédure permet de corriger les erreurs systématiques de la mesure sur le VNA. Elle prend également en compte les pertes introduites par l'utilisation de câbles coaxiaux ou des adaptateurs RF pour relier le VNA au dispositif sous test. Pour cela, il est donc important de considérer tous les composants externes au dispositif sous test pendant l'étape de calibration. Il existe de nombreux types de techniques de calibration de VNA. Les deux techniques les plus connues sont la calibration de type SOLT (*Short-Open-Load* et *Thru*) et celle de type TRL (*Thru-Reflect-Line*) [3.4],[3.12]-[3.14]. La différence entre ces deux techniques de calibration est liée principalement au type de standard utilisé. Le terme standard fait référence à des impédances étalonnées à une certaine bande de fréquence (50  $\Omega$ , circuit-ouvert ou circuit-fermé par exemple) qui sont utilisées pour corriger les erreurs systématiques. La calibration du type SOLT utilise des standards adaptés aux connectiques coaxiales tandis que la technique TRL utilise des standards adaptés aux dispositifs RF de connectiques non-coaxiales. Les standards de la technique TRL sont faciles à mettre en œuvre, réalisés à partir de lignes de transmission, et ils peuvent avoir une précision supérieure à celle des standards du type SOLT. La précision de ces standards dépend en effet de la qualité de lignes de transmission dont l'impédance et la longueur électrique doivent être connues. Les standards de réflexion peuvent être un circuit ouvert ou un circuit fermé. La technique TRL ne nécessite pas de standard à charge adaptée ce qui est un avantage car la réalisation de standard non coaxial précis à charge adaptée en haute fréquences peut s'avérer difficile [3.13]-[3.14].

Pour la caractérisation des puces RFID nous avons décidé d'utiliser la puce RFID commerciale Higgs4 de chez Alien Technology car lors de cette étude cette puce était la plus performante du marché en termes de sensibilité. Trois types de packaging différents sont disponibles : boîtier SOT23, strap et packaging die (Fig. 3-11). Pour raisons de simplicité, nous avons décidé de caractériser la puce du packaging SOT23 car ce format est plus simple à intégrer à l'antenne d'un tag réalisée sur substrat diélectrique.



Fig. 3-11 – Packaging disponible de la puce RFID Higgs4.

Dans la méthode de caractérisation qui a été mise en place, nous avons utilisé la technique de calibration de type TRL [3.15], car c'est la technique la plus adaptée à la puce dans le boîtier SOT23. Ainsi, pour la mesure de l'impédance  $Z_{p1}$  (état d'absorption du tag) nous avons utilisé la configuration illustrée sur la Fig. 3-12.

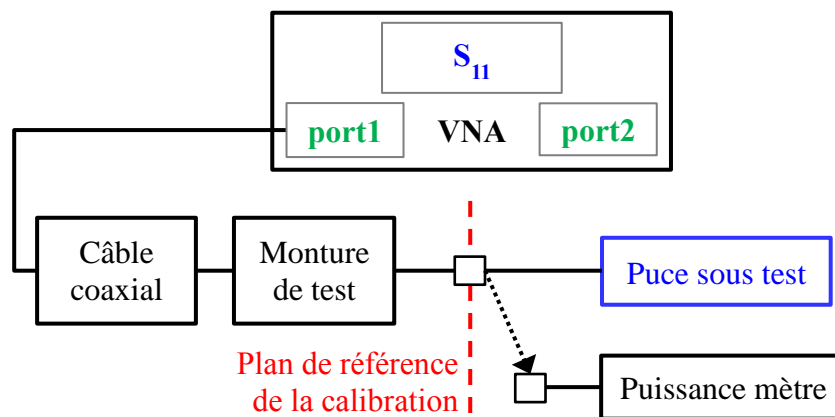


Fig. 3-12 – Schéma de la configuration de mesure d'impédance de puce.

Afin d'avoir une meilleure précision sur le niveau de puissance injectée dans la puce sous test, une calibration en puissance a été également réalisée. La calibration en puissance utilise un puissance-mètre avec lequel un tableau de correction a été défini dans le but de régler la sortie de puissance du VNA par rapport aux éventuelles pertes entre le VNA et le câble coaxial. Les standards de calibration TRL sont présentés dans la Fig. 3-13(a). La puce sous test a été soudée sur le standard de mesure comme présenté dans la Fig. 3-13(b).

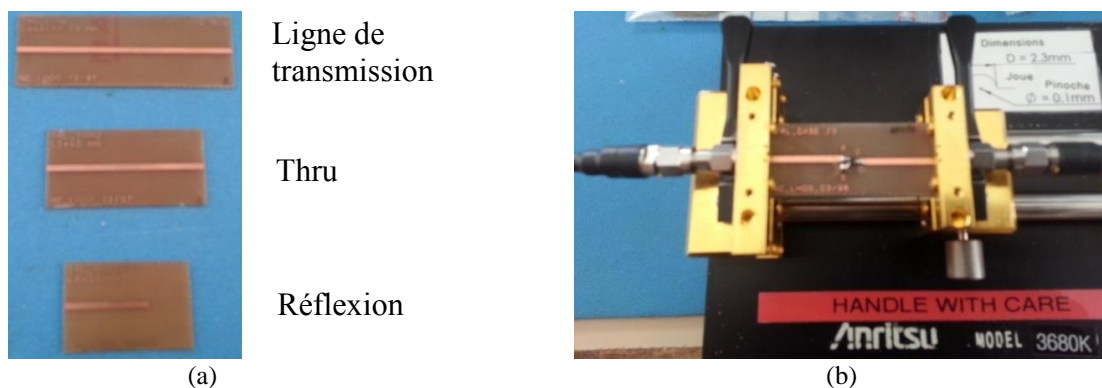


Fig. 3-13 – (a) Standards de calibration TRL. (b) Monture avec la puce sous test [3.15].



Comme l'impédance  $Z_{p1}$  correspond à l'état d'absorption, il est possible de la mesurer de façon statique sans mettre en œuvre la communication RFID. De ce fait l'utilisation du signal généré par le VNA a été suffisante. La puissance de sortie du VNA a été graduellement augmentée, variant dans un intervalle débutant à -20 dBm jusqu'à 0 dBm. La mesure de  $Z_{p1}$  a été faite dans la bande de fréquences RFID UHF. La Fig. 3-14 illustre le banc mesure.

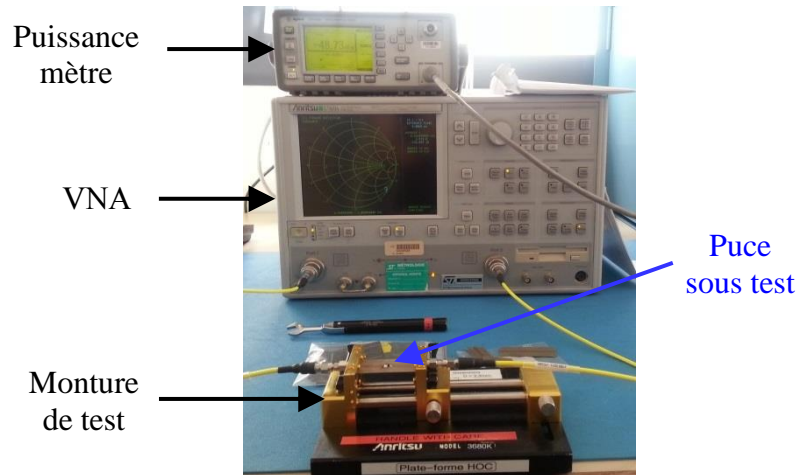


Fig. 3-14 – Illustration du banc de mesure. Noter que le câble reliant le port-2 du VNA à la monture de test a été utilisé afin d'assurer la stabilité mécanique de la monture sur le support.

### 3.3.2 Résultats de la mesure $Z_{p1}$

Dans ce paragraphe les résultats de la mesure de  $Z_{p1}$  sont présentés. Comme expliqué précédemment la mesure de  $Z_{p1}$  a été réalisée pour plusieurs niveaux de puissance et à différentes fréquences dans la bande RFID UHF EU. Afin de mieux comprendre la variation de l'impédance en fonction de la puissance, les résultats seront analysés en fonction de la puissance absorbée par la puce. Dans ce but nous allons présenter dans la prochaine section le calcul pour estimer le niveau effectif de puissance absorbée par la puce.

#### 3.3.2.1 Calcul de la puissance absorbée par la puce sous test

Pour le calcul de la puissance absorbée les pertes de réflexion entre la puce et la ligne de transmission (sur laquelle la puce est soudée) doivent être prises en compte. Comme l'impédance complexe de la puce est différente de celle de la ligne de transmission ( $50 \Omega$ ) une partie de la puissance sera réfléchiée par la puce comme illustré par la Fig. 3-15. Le calcul est défini par [3.10], [3.15] :

$$P_{\text{absorbée}} = P_{\text{VNA}} (1 - |S_{11}|^2) \quad (3.2)$$

où  $P_{\text{VNA}}$  est la puissance envoyée par le VNA et mesurée au niveau du plan de calibration.

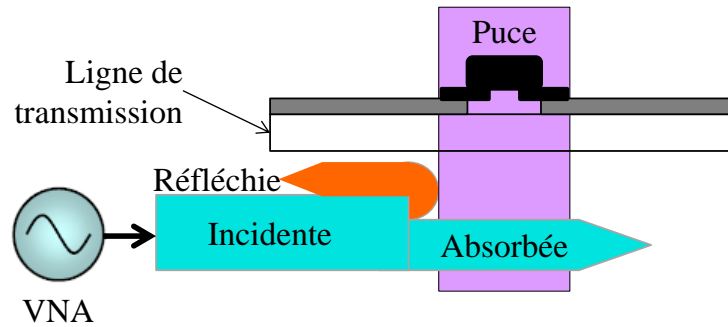


Fig. 3-15 – Illustration de la puissance absorbée et réfléchie par la puce.

Le résultat du calcul de la puissance absorbée est présenté dans la Fig. 3-16. Une forte réflexion de puissance est détectée avec les niveaux de puissance inférieurs à  $-6$  dBm. Les pertes de réflexions sont plus petites pour la puissance de sortie du VNA égale à  $0$  dBm par rapport aux autres valeurs de puissance mesurées, ce qui montre que l'impédance d'entrée de la puce se rapproche de l'impédance  $50 \Omega$ . Nous pouvons comprendre donc que le circuit régulateur de tension ajoute une impédance à celle de la puce avec l'augmentation de la puissance absorbée par la puce.

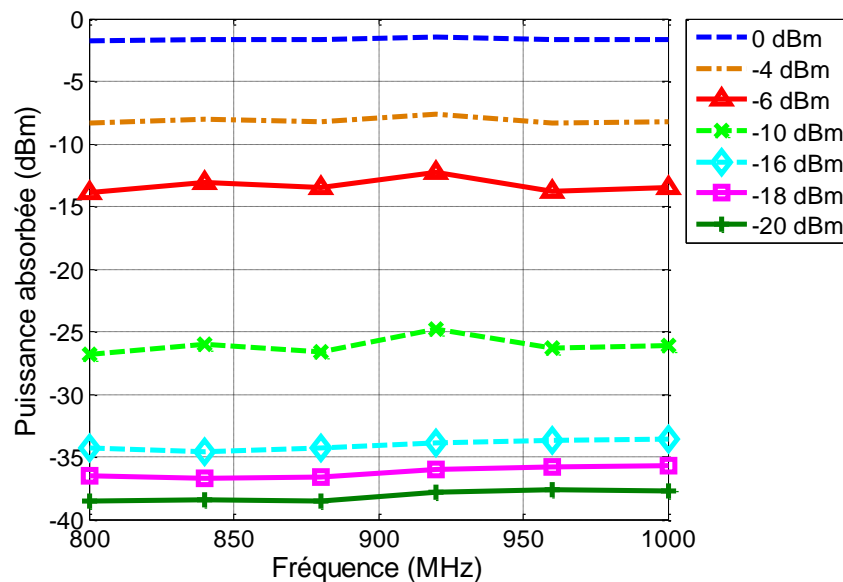


Fig. 3-16 – Puissance absorbée par la puce.

### 3.3.2.2 Présentation et discussions des résultats de la mesure de $Z_{p1}$

La Fig. 3-17 et la Fig. 3-18 présentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de  $Z_{p1}$  mesurées en fonction de la puissance absorbée par la puce et pour différentes fréquences. Nous pouvons observer à partir des courbes de la partie réelle que l'impédance reste

constante pour les valeurs de puissance inférieures à -25 dBm. Nous pouvons aussi constater qu'elle est plus sensible à la variation de puissance que la partie imaginaire. Cela peut être justifié par l'action du circuit régulateur de tension qui, comme observé précédemment, ajoute une résistance afin d'éviter un niveau de surtension dans le circuit de la puce.

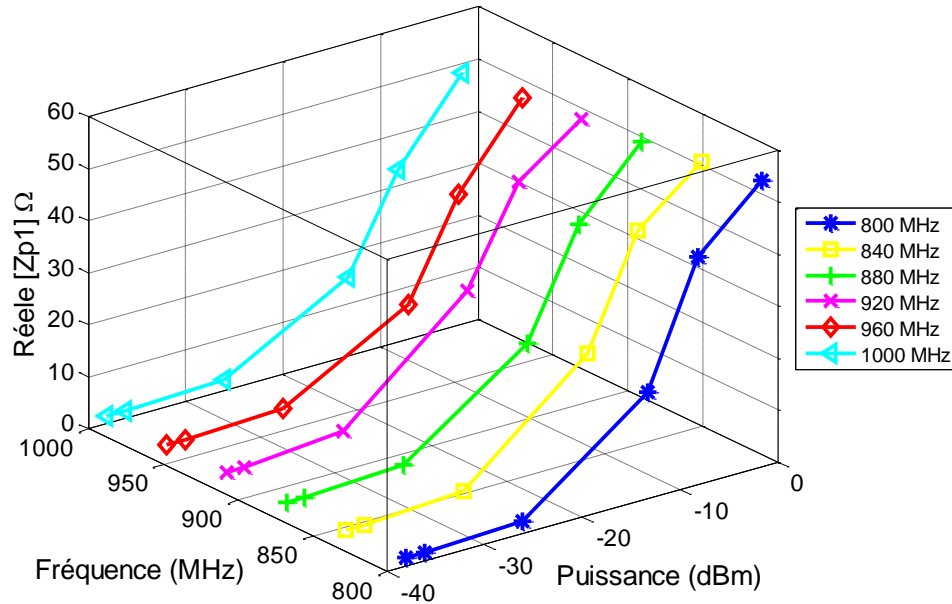


Fig. 3-17 – Partie réelle de  $Z_{p1}$  en fonction de la puissance et de la fréquence.

Les résultats de la partie imaginaire montrent le comportement capacitif de la puce et les variations importantes de ce comportement quand les fréquences varient.

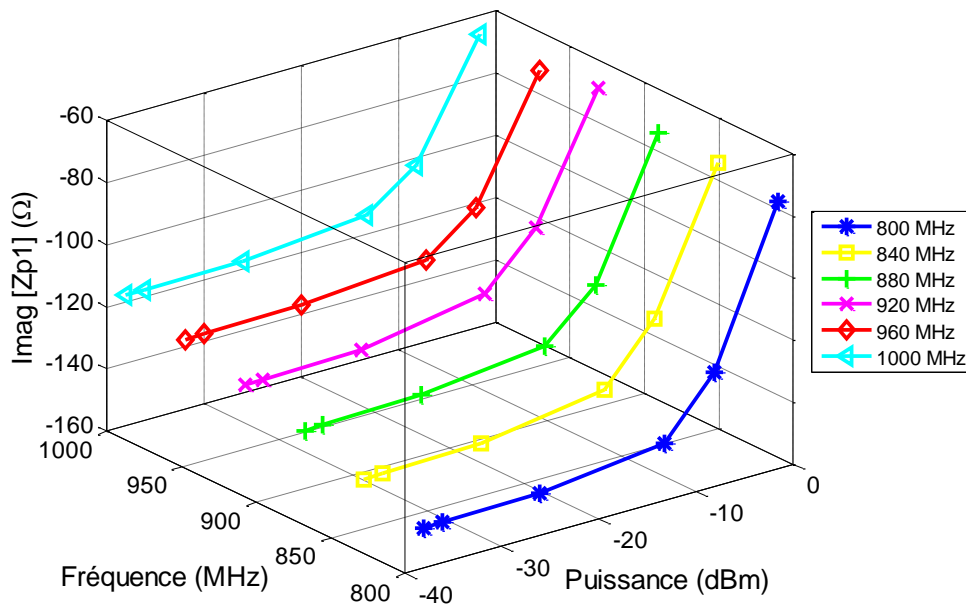


Fig. 3-18 – Partie imaginaire de  $Z_{p1}$  en fonction de la puissance et de la fréquence.

D'après les résultats obtenus Fig. 3-17 et Fig. 3-18, nous constatons que l'impédance  $Z_{p1}$  de la puce varie significativement et non-linéairement en fonction de la puissance et de la

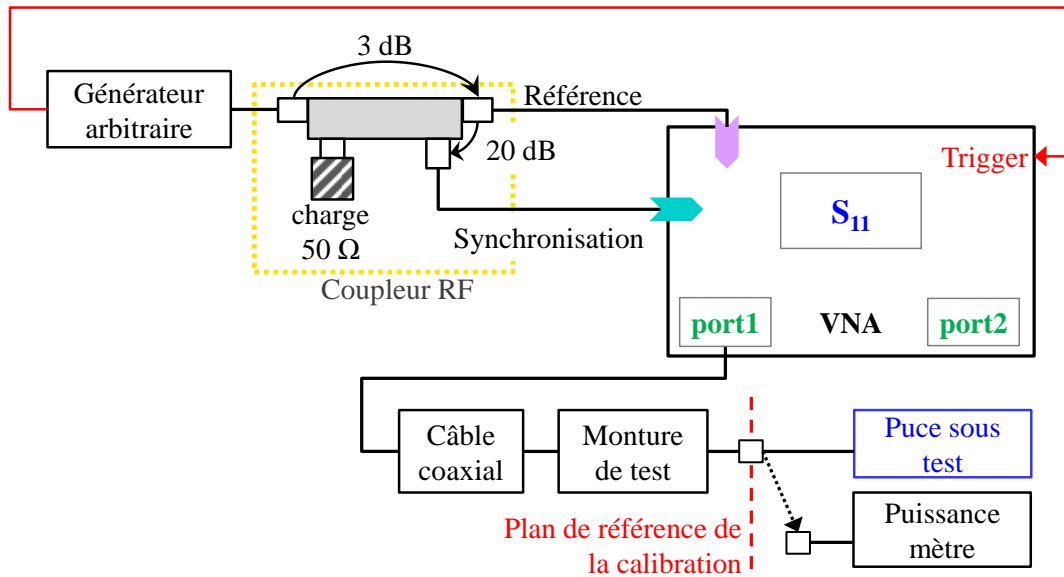
fréquence. L'action du circuit régulateur de tension joue un rôle important sur la partie réelle de l'impédance. La partie imaginaire est moins sensible à son action semble-t-il, sauf pour des valeurs très élevées de puissance, comme à 0 dBm où un changement brusque a été observé. Il faut noter que les seules informations disponibles dans la *datasheet* font généralement référence à un point d'impédance  $Z_{p1}$  défini pour le niveau de puissance égal à la puissance de sensibilité de la puce, ce qui justifie pleinement les remarques précédentes et cette étude. En conséquence, les informations réduites fournies par les fabricants de puces RFID peuvent s'avérer insuffisantes pour la conception d'antennes de tags performantes et ceci notamment lorsque le tag est censé opérer dans une configuration où le lecteur émet un niveau de puissance important, ce qui pourrait être le cas quand il est lu en zone de champ proche.

Plus précisément dans la *datasheet* de la puce analysée [3.17], le fabricant fournit le circuit équivalent de l'impédance d'entrée (c'est-à-dire de l'impédance  $Z_{p1}$ ) constitué d'une capacité et d'une résistance en parallèle dont les valeurs sont respectivement 1800  $\Omega$  et 0,95 pF pour la puissance de sensibilité de la puce. La valeur de l'impédance  $Z_{p1}$  pour la fréquence de 868 MHz s'en déduit et vaut  $20,46 - j190,8 \Omega$ . L'observation des courbes présentées Fig. 3-17 et Fig. 3-18 montre que la valeur de l'impédance fournie par le constructeur reste seulement indicative.

### 3.3.3 Méthode de caractérisation de l'impédance $Z_{p2}$

L'impédance  $Z_{p2}$  correspond à l'impédance de la puce dans l'état de réflexion. Pour qu'elle soit mesurable, une communication avec la puce doit donc être établie. Il est donc nécessaire d'introduire dans le banc de test une source élaborant la communication RFID.

Pour cela, la configuration qui a été mise en place est illustrée sur la Fig. 3-19. Elle a été proposée dans [3.11] et utilisée par [3.16] pour analyser les impédances selon les harmoniques générées par le tag. Cette configuration utilise une source externe pour générer le signal de mesure (le signal de sortie du VNA). Le générateur arbitraire est employé pour établir la communication RFID et donc à la fois générer le signal *Query* et fournir un signal de *trigger* qui détermine la fin de la séquence de *Query*. Un coupleur RF est utilisé afin de partager le signal provenant du générateur en deux signaux qui servent au VNA comme signal de référence pour la mesure et comme signal de synchronisation. La mesure de  $Z_{p2}$  est effectuée à partir du signal de réponse renvoyé par la puce. Il faut noter que pour que cette mesure soit réalisable il faut utiliser un VNA avec une boucle externe accessible pour l'insertion d'un signal externe.

Fig. 3-19 – Configuration du banc de test pour la mesure de l'impédance  $Z_{p2}$ .

Lors de la première mise en place de ce banc de mesure nous avons rencontré un problème concernant la configuration du VNA qui a été utilisé. Le problème était lié aux récepteurs internes qui ne détectaient pas le signal numérique externe. Le VNA a alors été remplacé par un équipement plus performant un PNA (*Programmable network analyser*) tel qu'utilisé dans [3.16]. En utilisant le PNA, la communication avec le générateur arbitraire a été plus simple à configurer ce qui a facilité la détection du signal externe numérique par le PNA.

La Fig. 3-20 illustre une capture d'écran du signal mesuré par le PNA. Les courbes en violet représentent le signal de référence et en bleu le signal de synchronisation envoyés par le générateur et utilisés par le PNA pour envoyer le signal de mesure (en jaune) à la puce. Il faut noter que la fenêtre du signal de mesure a été réglée pour afficher seulement la réponse du tag. A partir des marqueurs posés sur la courbe jaune distinguant les niveaux, il est théoriquement possible de mesurer les impédances. Toutefois comme le montre la figure, nous n'avons pas réussi à discriminer les deux niveaux d'absorption et de réflexion.

Dans cette section, nous avons présenté le principe expérimental pour accéder à la mesure de l'impédance de l'état de réflexion  $Z_{p2}$  mais nos résultats ne sont pas probants et les problèmes rencontrés n'ont pas été résolus à temps. Toutefois étant donné l'intérêt que cela peut représenter, nous avons choisi de présenter la procédure complète (schéma de mesure, équipements et composants nécessaires) en perspectives de conduire la mesure jusqu'au bout.

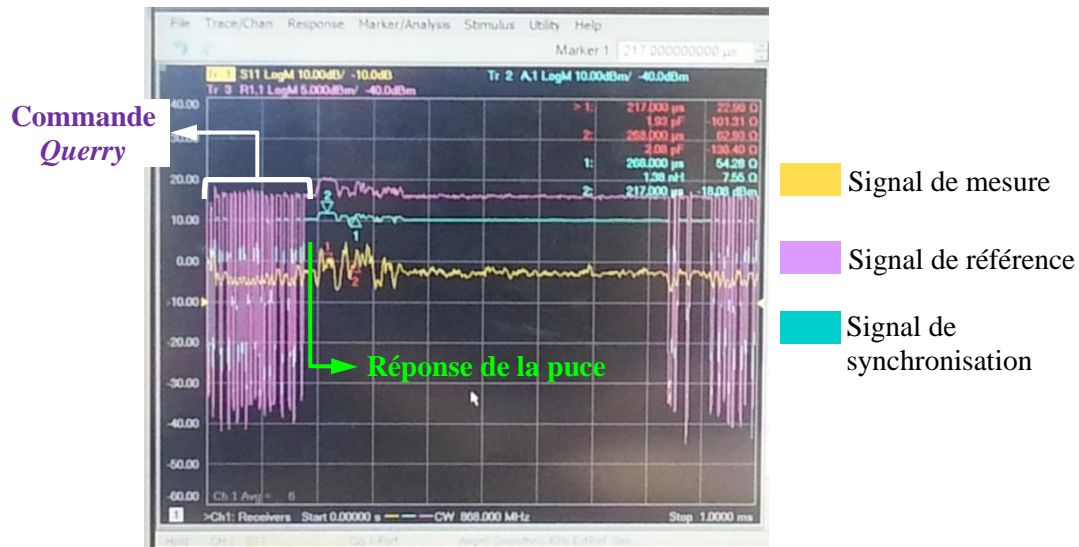


Fig. 3-20 – Photographie de l'écran du PNA lors de la mesure du paramètre  $S_{11}$  de la puce sous test. La réponse de la puce est affichée sous le signal en jaune.

### 3.4 Nouvelle approche de conception de tags passifs RFID UHF

L'antenne du tag est généralement conçue pour être adaptée au conjugué de l'impédance complexe  $Z_{p1}$  de la puce dans son état d'absorption. Comme démontré dans la section précédente,  $Z_{p1}$  est toutefois très sensible aux variations de la puissance reçue par la puce ainsi que de la fréquence considérée.

Ainsi pour concevoir une antenne de tag performante, il est indispensable de se baser sur des valeurs d'impédance  $Z_{p1}$  à la fois précises et tenant compte du contexte de l'application visée, ce qui est souvent oublié par compromis et faute de temps. La Fig. 3-21 résume les étapes de la conception d'une antenne tag s'appuyant sur la démarche classique mais la complétant en vue d'obtenir un design optimal et prenant compte du contexte applicatif visé.

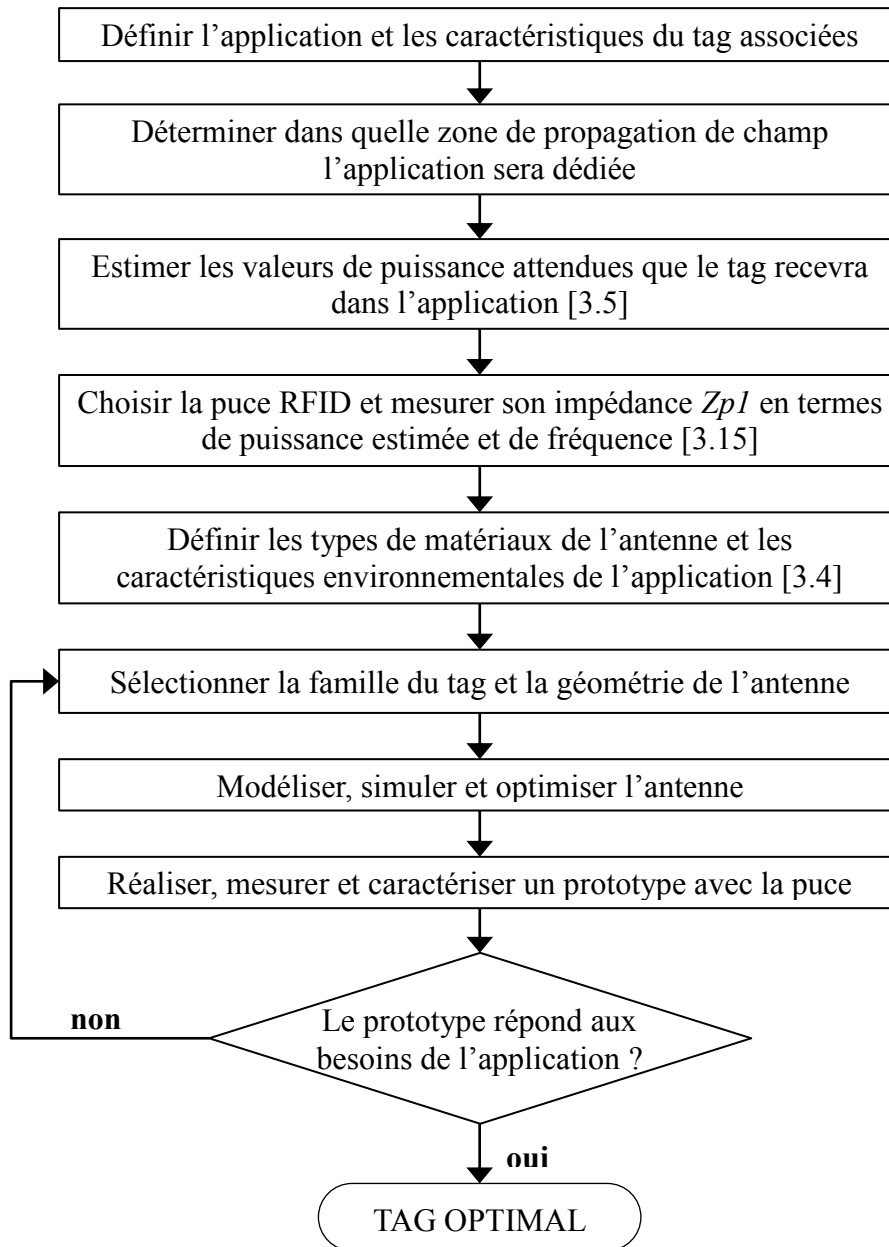


Fig. 3-21 – Méthodologie de conception de tags passifs RFID UHF optimaux.

En résumé, si l'approche traditionnelle consiste à concevoir l'antenne du tag en se basant sur la valeur de l'impédance donnée par la *datasheet* du constructeur pour réaliser l'adaptation, il sera plus optimal de construire la conception à partir de la mesure de l'impédance de l'état d'absorption de la puce dans les conditions attendues de fonctionnement (notamment en termes d'une part de distance et donc puissance vue, et d'autre part de fréquence opératoire). A partir de cette idée, nous proposons de réaliser deux tags correspondant respectivement à une application dont le niveau de puissance attendu aux terminaux de l'antenne est élevé dans un cas et bas dans l'autre cas ; cela peut représenter une application opérant respectivement dans la zone de champ proche avec un fort niveau de puissance reçue par l'antenne du tag, et dans la zone de champ lointain avec un faible niveau de puissance.

A partir des résultats de mesure de  $Z_{p1}$  (Fig. 3-17-Fig. 3-18) nous pouvons définir deux régions dont la valeur d'impédance de la puce correspond aux deux cas décrits (niveaux de puissance élevé ou bas), comme illustré par les zones en bleu et orange présentées dans la Fig. 3-22. La région dont le niveau de puissance est considéré élevé est définie pour les valeurs de puissance supérieures à -5 dBm et la région qui correspond au niveau bas de puissance est définie pour les puissances inférieures à -15 dBm.

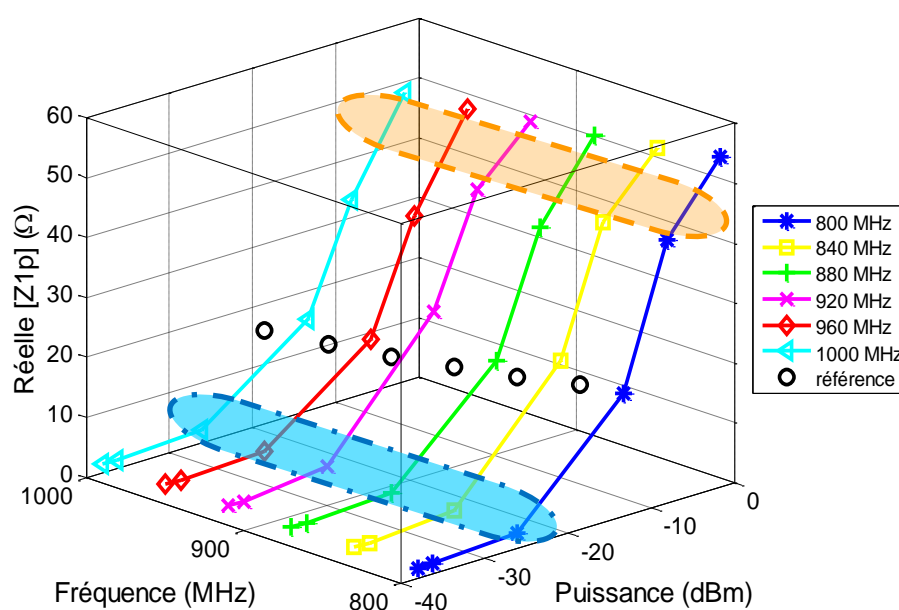


Fig. 3-22 – Définition des régions d'impédance où le niveau de puissance attendu serait bas (région bleu) ou élevé (région orange).

Nous avons choisi une valeur d'impédance pour chaque cas considéré, pour la fréquence de 868 MHz figurant dans le Tableau 3-1. L'impédance donnée dans la *datasheet* de la puce [3.17] est aussi précisée dans le Tableau 3-1. Pour des raisons de simplicité nous avons qualifié respectivement les impédances de « haut » et « bas » pour désigner l'impédance obtenue respectivement quand un niveau haut et quand un niveau bas sont attendus aux terminaux de l'antenne du tag. Le terme « référence » fait référence à l'impédance donnée dans la *datasheet* de la puce Higgs4.

TABEAU 3-1 - IMPEDANCES CONSIDEREES A 868 MHZ.

Dénomination	Puissance VNA (dBm)	Puissance absorbée (dBm)	$Z_{p1}$ (Ω)
<b>Haut</b>	-4 dBm	-8,1 dBm	43,0 – j136,6
<b>Bas</b>	-16 dBm	-34 dBm	2,52 – j146,5
<b>Référence</b>	[3.17]	-	20,46 – j190,8



### 3.4.1 Conception des antennes à partir d'impédances spécifiques

Une fois définies les valeurs d'impédances (Tableau 3-1) des zones extrêmes que l'on souhaite considérer, nous procédons à la conception des trois antennes de tag pour les trois cas considérés (référence, « haut », « bas ») et cela en suivant les directives présentées dans le diagramme de la Fig. 3-21. Le cahier des charges est le suivant :

- Les antennes doivent être adaptées à la bande RFID UHF EU (865 MHz – 868 MHz) ;
- Le substrat diélectrique est le Rogers 4003 de constante diélectrique égale à 3,55, de pertes (tangente  $\delta$ ) égales à 0,0027 et d'épaisseur 784  $\mu\text{m}$ . Le choix de ce substrat est dû à sa stabilité en termes de constante diélectrique (plus fiable que le substrat de type FR4) et à ses faibles pertes. La facilité de réalisation des antennes tags à partir de la machine LPKF disponible au laboratoire a été aussi un des critères pour choisir ce substrat ;
- La géométrie de l'antenne comporte une boucle d'adaptation en son centre et lui associe une antenne dipôle en forme de méandres dont le nombre est le même pour les trois cas considérés ;
- Les dimensions des trois antennes sont identiques et égales à 70 mm  $\times$  35 mm  $\times$  0,784 mm ;
- Les trois antennes doivent présenter les mêmes performances en termes de gain et d'adaptation.

Le type d'antenne tag retenu est présenté dans la Fig. 3-23. Les dimensions de la boucle et des méandres de chaque tag ont été optimisées pour obtenir le meilleur accord possible entre les consignes de conception en termes de dimensions de l'antenne et d'adaptation à l'impédance considérée. Les paramètres géométriques de l'antenne sont donnés par le Tableau 3-2.

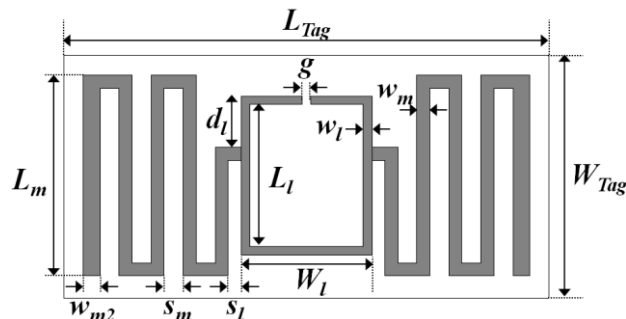


Fig. 3-23 – Géométrie de l'antenne tag type utilisée pour la conception des tags tenant compte des impédances mesurées pour un contexte applicatif donné.

TABLEAU 3-2 - PARAMETRES GEOMETRIQUES DES ANTENNES TAGS.

Paramètre	Haut	Bas	Référence	Paramètre	Haut	Bas	Référence
<i>dl</i>	5,4	0	7,4	<i>sm</i>	1,92	2,8	2,75
<i>g</i>	1,2	1,2	1,2	<i>wl</i>	0,8	1,4	1,24
<i>Ll</i>	21,5	8,9	20,4	<i>wm</i>	2,68	1,6	1,86
<i>Lm</i>	30,1	28,6	28,9	<i>wm2</i>	2,4	2,55	2,4
<i>sl</i>	2,5	1,7	1,8	<i>Wl</i>	22,2	20	18,8

Pour atteindre le critère d'adaptation nous avons évalué le coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ) des antennes par le calcul défini dans [3.5] :

$$\Gamma = 1 - \frac{4R_A \operatorname{Re}\{Z_{p1}\}}{|Z_A + Z_{p1}|^2} \quad (3.3)$$

où  $Z_A = R_A + jX_A$  est l'impédance complexe de l'antenne du tag. Le coefficient de réflexion  $\Gamma$  de la version optimisée de chaque tag est présenté dans la Fig. 3-24. Nous pouvons observer que les trois tags présentent une bonne adaptation dans la bande de fréquence RFID UHF EU. Il faut noter aussi que l'antenne pour le cas « Bas » a une bande de fonctionnement plus étroite donc un facteur de qualité plus élevé (en raison de la faible résistance en comparaison à la réactance de l'impédance d'entrée de l'antenne).

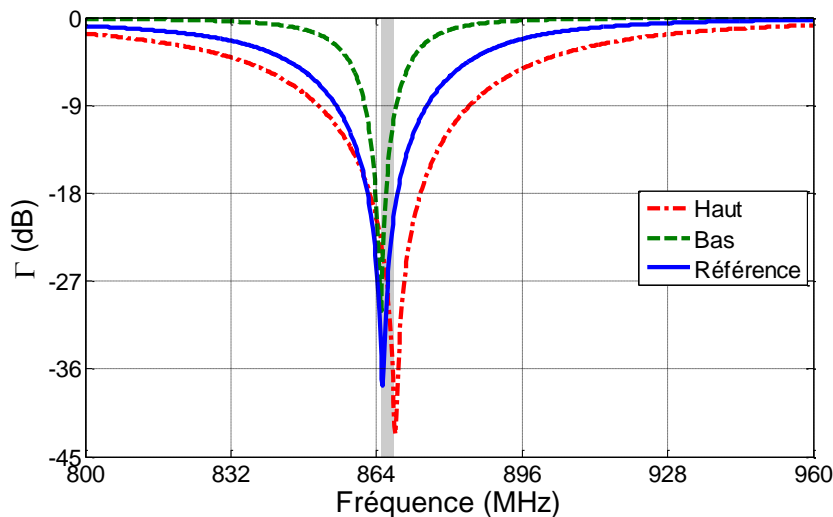


Fig. 3-24 – Coefficient de réflexion des tags adaptés respectivement à l'impédance "Haut", "Bas" et "Référence".

Le diagramme de rayonnement et le gain de chaque tag à la fréquence 868 MHz ont été également évalués et ils sont présentés dans la Fig. 3-25. Nous pouvons observer que les caractéristiques de rayonnement des trois tags sont tout à fait comparables. Les variations du gain

de l'antenne « Haut » et de l'antenne « Bas » par rapport au gain de l'antenne « Référence » sont inférieures à 5%. Les valeurs sont reportées dans le Tableau 3-3.

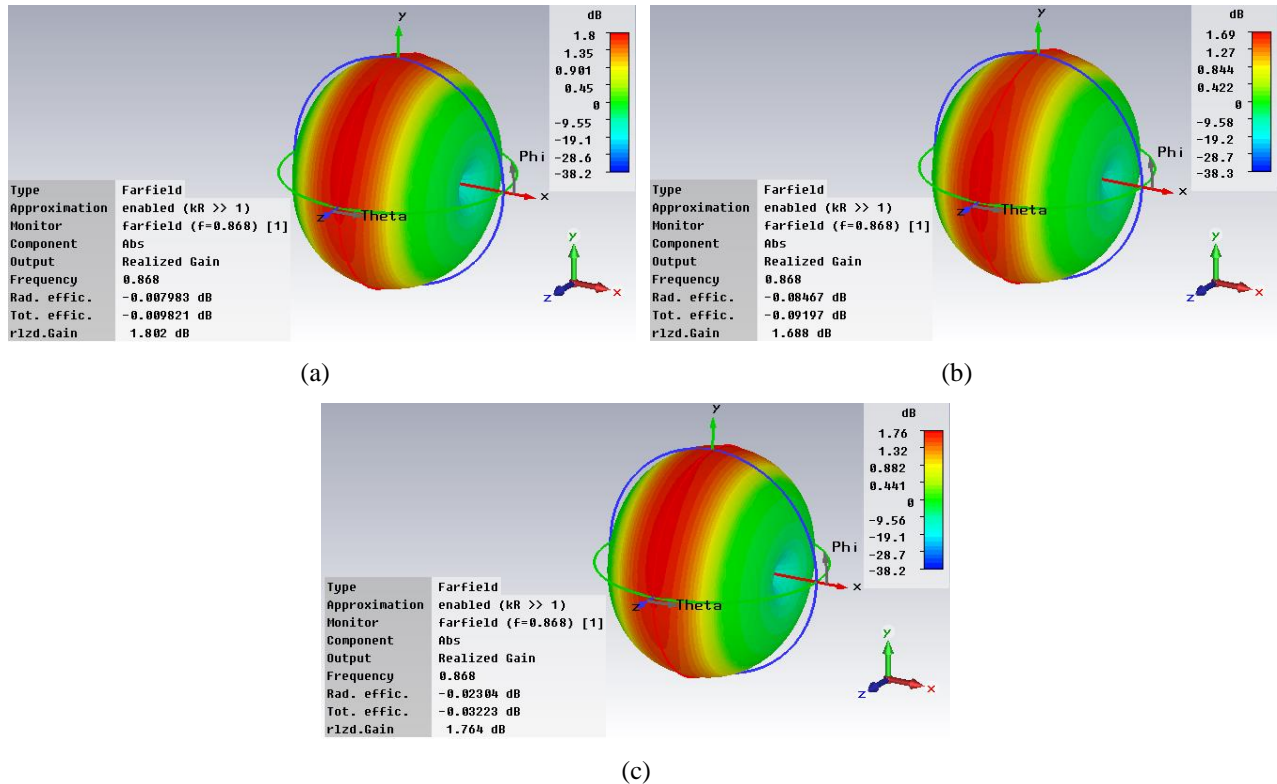


Fig. 3-25 – Diagramme de rayonnement simulé des tags adaptés respectivement à l'impédance (a) "Haut", (b) "Bas" et (c) "Référence".

TABLEAU 3-3 - COMPARAISON DU GAIN DES ANTENNES TAG.

Antenne	Gain (dB)	Différence par rapport à l'antenne « référence »
Haut	1,8	2,15 %
Bas	1,68	4,31 %
Référence	1,76	-

Après avoir terminé les étapes de modélisation, simulation et optimisation nous passons aux étapes de réalisation et de caractérisation des prototypes, qui seront présentées dans la section 3.4.2.

### 3.4.2 Caractérisation des tags et résultats

La Fig. 3-26 présente la photographie des trois prototypes réalisés.

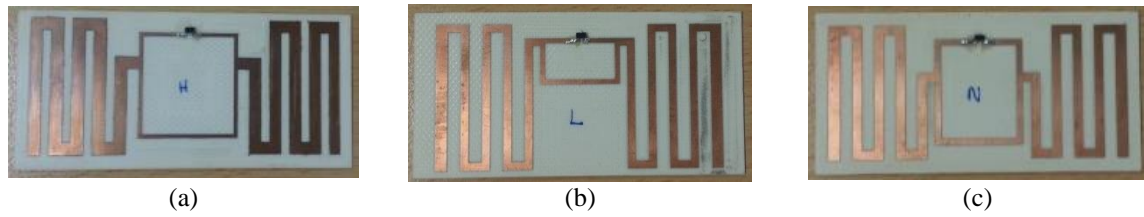


Fig. 3-26 – Photographie des trois prototypes réalisés : a) "Haut", (b) "Bas" et (c) "Référence".

Afin d'évaluer la performance des prototypes réalisés, nous avons procédé à la caractérisation des tags à partir de deux tests de performance. Les tests ont été réalisés dans une chambre anéchoïque en utilisant le banc de test présenté dans la Fig. 2-22. La configuration du système de déplacement linéaire a été changée : l'axe- $x$  a été placé parallèlement au plan de l'antenne lecteur tandis que l'axe- $y$  a été placé perpendiculairement (Fig. 3-27). Les axes  $y$  et  $z$  restent fixes et l'axe  $x$  varie.

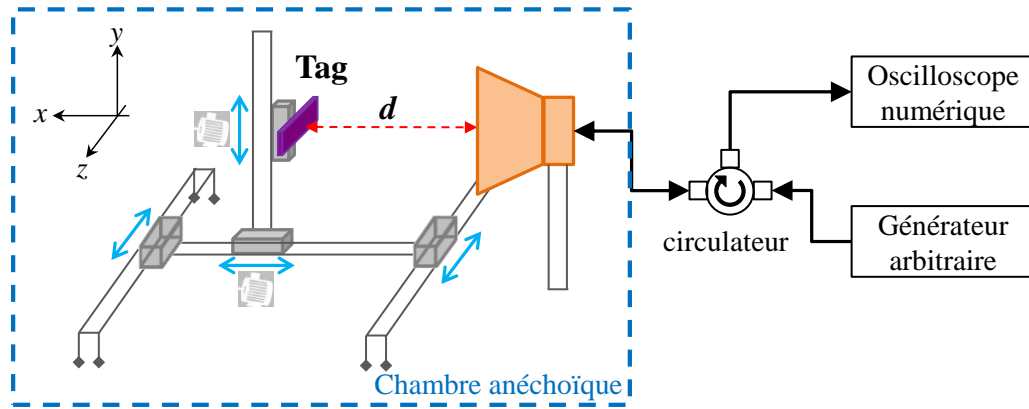


Fig. 3-27 – Illustration du banc de test pour la caractérisation des tags « Haut », « Bas », et « Référence ».

### 3.4.2.1 Puissance d'activation minimum

L'objectif principal du premier test de performance est de vérifier la faisabilité des tags « Haut » et « Bas ». Nous évaluons si les tags peuvent être activés par le lecteur à la fréquence de 868 MHz et cela dans la plage de distances que nous avons déterminée de 0 cm à 100 cm. Une fois l'activation des tags vérifiée, nous comparons leur performance avec celle du tag « Référence ». Les résultats sont présentés par la Fig. 3-28. Les trois tags ont été correctement activés pour toutes les distances mesurées. Le tag « Bas » nécessite plus de puissance pour être activé, en comparaison avec les autres tags. Nous observons que l'utilisation d'une impédance inférieure à l'impédance de référence dégrade fortement le transfert de puissance du lecteur vers le tag. Les performances du tag « Haut » et « Référence » sont presque comparables à très courtes distances, et au fur et à mesure que la distance augmente, le tag « Haut » tend à être légèrement plus performant.

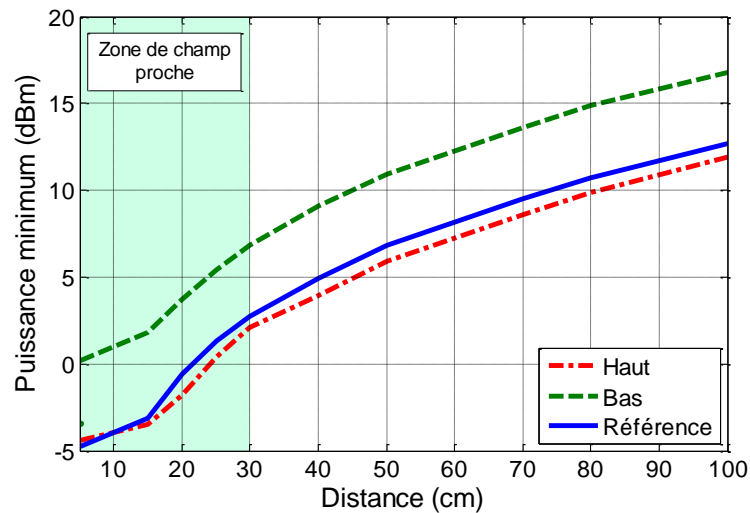


Fig. 3-28 – Mesure de la puissance d'activation à 868 MHz en fonction de la distance.

Maintenant nous comparons la puissance minimum d'activation en fonction de la fréquence, ceci à trois distances différentes (Fig. 3-29). Les tags « Haut » et « Bas » ont une meilleure adaptation vers les hautes fréquences tandis que le tag « Référence » est mieux adapté dans les fréquences inférieures à 868 MHz. Ce décalage peut être expliqué par les effets parasites ajoutés lors de la fabrication des antennes et par les effets parasites liés à la procédure de soudure de la puce à l'antenne du tag, lesquels sont difficiles à prévoir. Nous observons également que l'évolution de la puissance d'activation pour les tags « Haut » et « Bas » reste constante sur toutes les distances analysées et moins constante avec le tag « Référence » à la distance de 30 cm. Toutefois, dans la bande RFID UHF EU et à la distance de 100 cm la performance entre les tags « Haut » et « Référence » sont très semblables.

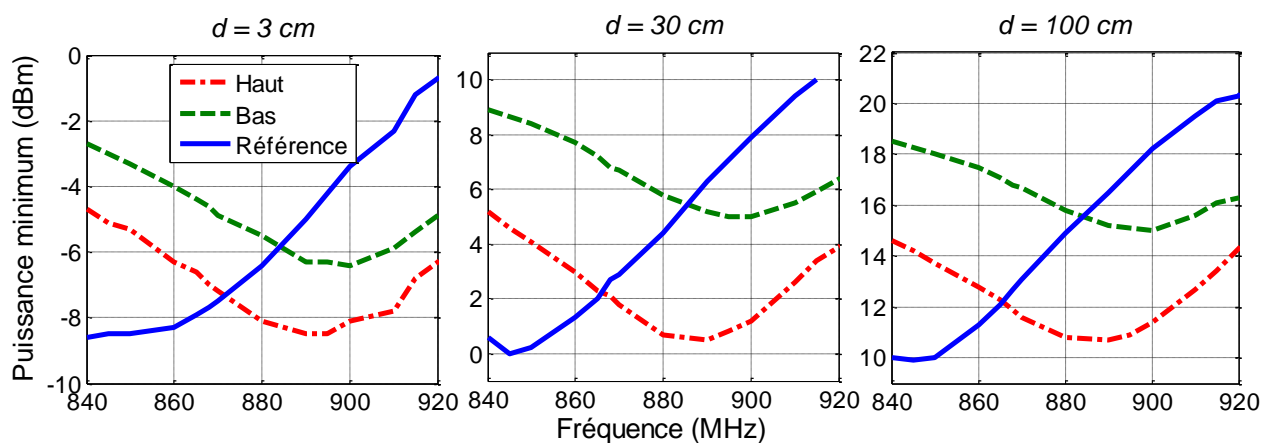


Fig. 3-29 – Puissance d'activation en fonction de la fréquence pour les distances  $d = 3\text{ cm}$ ,  $d = 30\text{ cm}$  et  $d = 100\text{ m}$ .

### 3.4.2.2 Modulation en fonction de la puissance

L'intérêt de concevoir des antennes de tags adaptées à une valeur d'impédance selon la puissance considérée repose sur la perspective d'améliorer la performance de lecture du tag

quand il est confronté à un niveau de puissance soit trop élevé soit trop bas par rapport aux niveaux conventionnels. Avec le test d'activation nous avons montré que le tag peut être déjà activé et même présenter une légère amélioration par rapport au tag de référence. Maintenant notre but est de vérifier l'amélioration que cette technique peut apporter. Pour cela, dans le deuxième test nous analysons la performance des tags selon la variation de puissance.

Le paramètre choisi pour cette étude est la qualité de la rétro-modulation du tag. Pour évaluer la qualité de la rétro-modulation nous allons analyser deux aspects :

1) **La différence entre les niveaux « 1 » et « 0 » de la modulation.** Avec l'analyse de la différence entre ces deux niveaux, l'effet de la puissance sur la réponse du tag est observé plus clairement. D'autre part, ce paramètre est également une interprétation directe de la variation du coefficient de réflexion différentiel ( $\Delta\Gamma$ ) entre l'impédance de l'antenne du tag et l'impédance des deux états de modulation de la puce. La connaissance de  $\Delta\Gamma$  permet d'évaluer deux autres paramètres liés au tag : le coefficient de re-rayonnement ( $K$ ) et la puissance du signal re-rayonnée ( $P_{re-tag}$ ) par le tag. Ces paramètres sont définis par [3.18]:

$$K = pG_{Tag}^2 \frac{|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2}{4} \quad (3.4)$$

$$P_{re-tag} = P_{Tag-reçue} K \quad (3.5)$$

où  $G_{Tag}$ , et  $P_{Tag-reçue}$  sont respectivement le gain et la puissance reçue par le tag.  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_2$  correspondent respectivement au coefficient de réflexion entre la puce et l'antenne de l'état d'absorption et réflexion.  $\Gamma$  peut être calculé aussi à partir de :

$$\Gamma_{1,2} = \frac{Z_A - Zp_{1,2}^*}{Z_A + Zp_{1,2}} \quad (3.6)$$

L'analyse de la variation de  $\Gamma$  en fonction de la puissance peut permettre de comprendre si l'utilisation d'une impédance différente de celle fournie par la *datasheet* de la puce peut apporter des améliorations au niveau de la puissance de re-rayonnement.

2) **L'indice de modulation de la réponse du tag.** L'indice de modulation est calculé par :

$$m = \frac{A - B}{A} \quad (3.7)$$

où  $A$  est l'amplitude du niveau « 1 » et  $B$  l'amplitude du niveau « 0 ». Les valeurs de  $A$  et  $B$  sont données en volts. L'analyse de l'indice de modulation nous donne également une information concernant l'effet de la variation de puissance sur la performance du tag. Mais aussi, elle nous

permet de quantifier les valeurs de  $m$  d'un système réel, du fait que cette information est peu généralisée dans la littérature.

Pour réaliser ce test nous avons utilisé la même configuration que pour le test précédent. Dorénavant les informations données par l'oscilloscope numérique seront prises pour l'analyse. La Fig. 3-30 illustre une capture d'écran de l'oscilloscope où les niveaux « 1 » et « 0 » sont représentés.

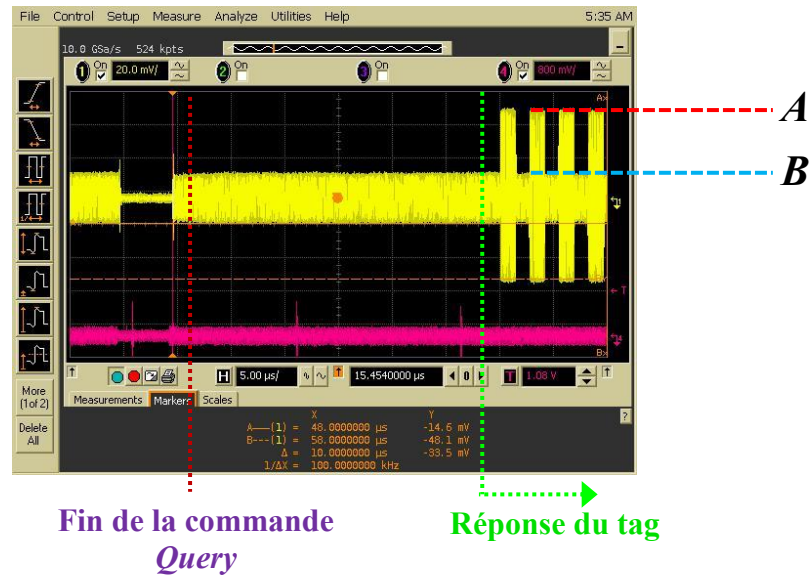
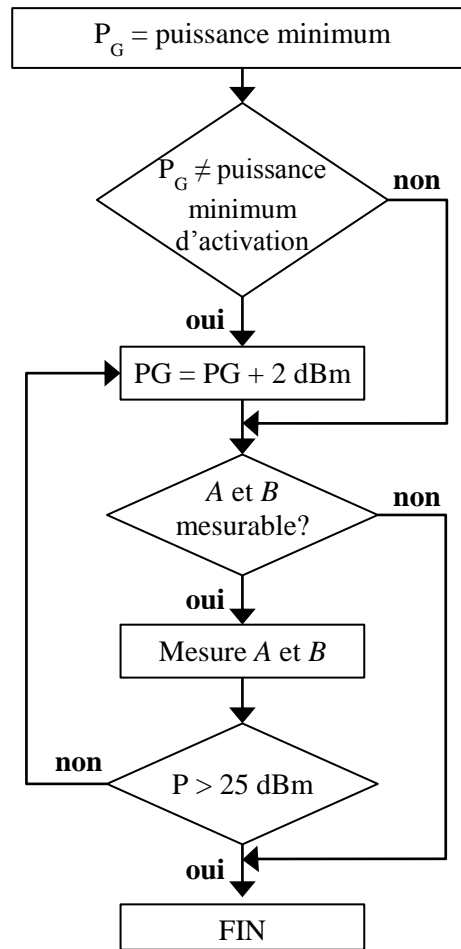


Fig. 3-30 – Analyse de la rétro-modulation. Exemple d'une capture d'écran lorsque le tag est lu dans la zone de champ proche.

La puissance de sortie du générateur ( $P_G$ ) a été réglée suivant l'algorithme représenté dans Fig. 3-31.

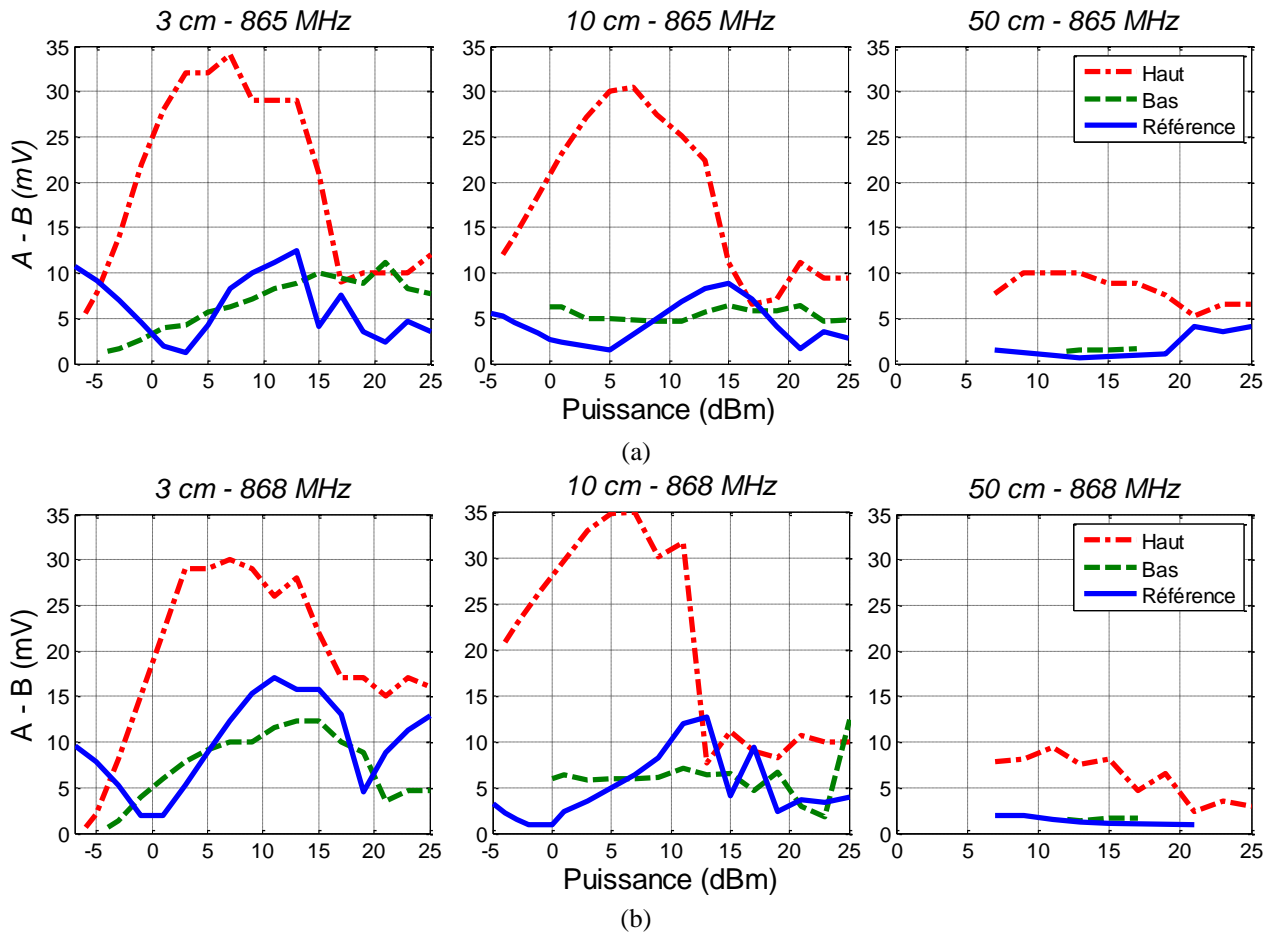
Fig. 3-31 – Diagramme de la mesure des niveaux  $A$  et  $B$ .

Dans la Fig. 3-32 les résultats de la différence entre  $A$  et  $B$  sont présentés. Les résultats ont été pris pour deux distances dans la zone de champ proche, 3 cm (champ proche réactif) et 10 cm (champ proche radiatif), et l'autre dans la zone de champ lointain à 50 cm. Les tests ont été faits pour les fréquences 865 MHz (Fig. 3-32(a)) et 868 MHz (Fig. 3-32(b)).

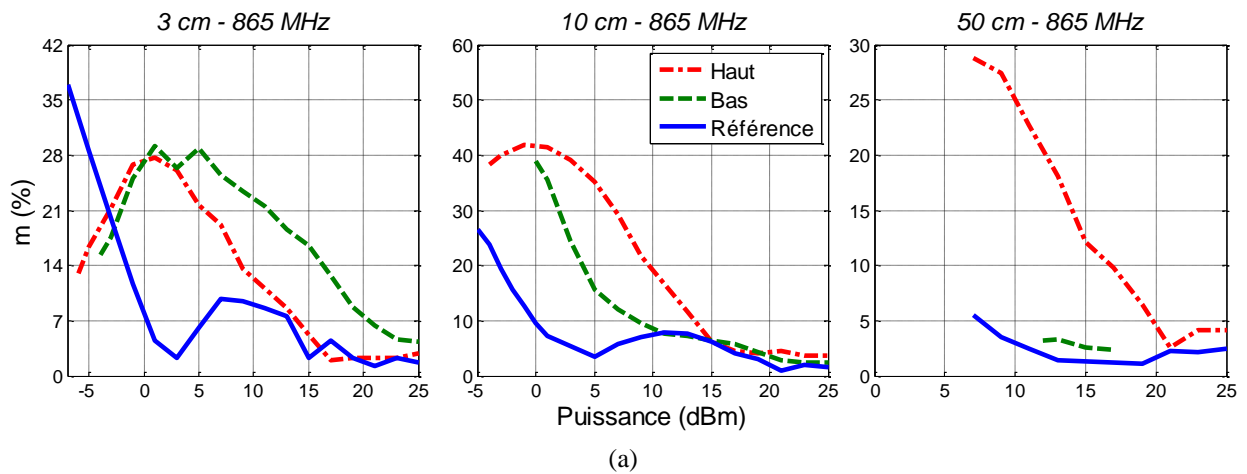
A partir des résultats obtenus, il est clairement observé que la modulation se détériore avec l'augmentation de puissance. Cet effet est connu et il est causé par l'action du régulateur de tension comme discuté dans le paragraphe 3.3.

L'analyse des résultats obtenus par rapport fréquence se montre difficile à comparer. En effet, l'allure des courbes referentes au tag « Haut » sont celles qui se rapprochent le plus pour les deux fréquences analysées. Selon la distance analysée, les effets de couplage entre les antennes pour les deux fréquences peuvent être très différents, ce qui rend moins prévisible la comparaison des résultats en fonction de la fréquence pour les tags « Bas » et « Référence » pour les distances inférieures à 50 cm. Cependant il est intéressant de présenter ces résultats pour deux fréquences différentes afin de donner une perspective de comment l'effet de la puissance peut jouer sur la performance de la rétro-modulation.




 Fig. 3-32 – Différence de l'amplitude entre les niveaux *A* et *B* à (a) 865 MHz et (b) à 868 MHz.

Dans la Fig. 3-33 nous trouvons les résultats pour le calcul de l'indice de modulation.



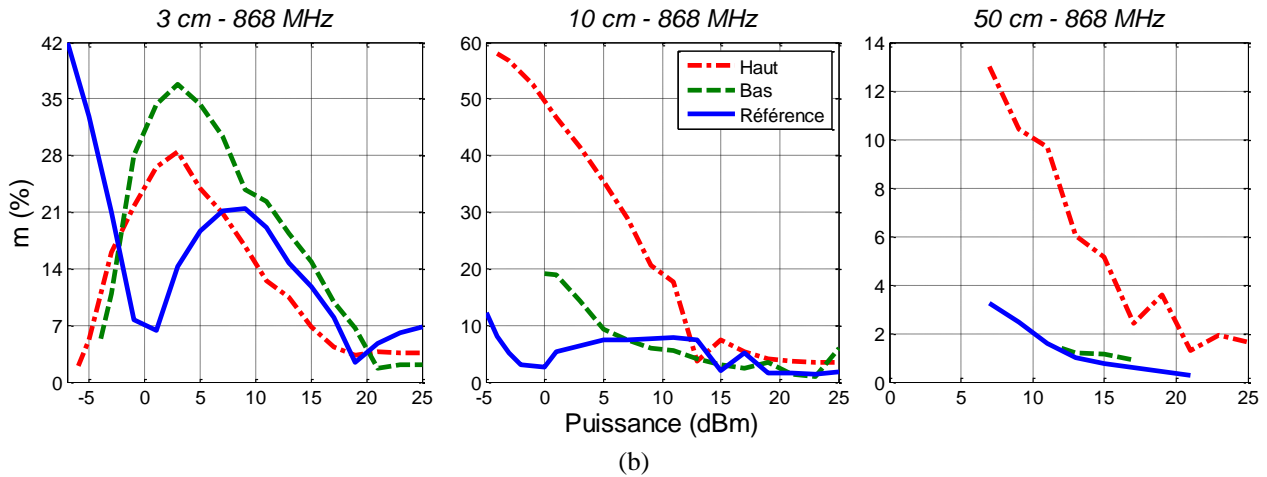


Fig. 3-33 – Indice de modulation des tags à (a) 865 MHz et à (b) 868 MHz.

Nous observons que l'indice de modulation du tag « Référence » est plus important à la puissance d'activation. La performance du tag « Haut » se détache des autres tags principalement dans la zone de champ lointain. Le tag « Bas » présente un niveau d'indice de modulation plus important dans la zone de champ proche (3 cm et 10 cm) et particulièrement à la distance de 3 cm où le niveau de  $m$  est répandu sur une plage de puissances plus vaste par rapport aux autres tags. Par contre dans la zone de champ lointain, la discrimination entre les niveaux  $A$  et  $B$  est très difficile, à la limite de la résolution de l'oscilloscope numérique.

Dans les deux études, nous remarquons que le tag « Haut » est le moins sensible aux variations de puissance. Les valeurs les plus importantes en termes de la différence entre  $A$  et  $B$ , et de l'indice de modulation ont été obtenues avec le tag « Haut ». Tel que discuté dans le paragraphe 1.2.2.4 un maximum de puissance est réfléchi par le tag lorsque la désadaptation entre  $Z_A$  et  $Z_{p2}$  est importante, entraînant une différence importante entre les niveaux  $A$  et  $B$ . A partir de cette considération et des résultats avec les tags « Haut » et « Bas » nous pouvons déduire que l'impédance  $Z_{p2}$  de la puce est proche de celle de l'antenne du tag « Bas », la différence entre les niveaux  $A$  et  $B$  étant minime.

### 3.4.2.3 Mesure de performance avec un lecteur commercial

Ce test vise à évaluer la performance de lecture des trois tags à partir de la mesure de l'intensité du signal envoyé par le tag (RSSI – *Received Signal Strength Indicator*). Ce paramètre est indiqué par le lecteur commercial lors de la lecture du tag. Le lecteur M6, Thingmagic, a été utilisé dans cette expérimentation. Le RSSI est un paramètre souvent utilisé dans les applications RFID de localisation où à partir de l'évolution de ce paramètre il est possible d'estimer à quelle distance le tag se trouve par rapport au lecteur.

Les mesures ont été réalisées dans un long couloir (Fig. 3-34(a)) afin de simuler un scénario proche d'une application en contexte RFID, et dans un même temps ce qui permet également d'analyser les effets de propagation en environnement réel sur la performance des tags. L'environnement de mesure possède les caractéristiques suivantes :

- Longueur : 18 m ;
- Largueur : 2,65 m ;
- Hauteur (distance du plafond au sol): 3 m.

La puissance d'émission  $P_{EIRP}$  du lecteur a été variée avec un incrément de 5 dBm jusqu'à atteindre un maximum de 31,5 dBm. Le tag a été fixé sur un support (Fig. 3-34(b)) et sa distance par rapport l'antenne lecteur, a été variée jusqu'à ce que le tag ne puisse être lu lorsque la puissance d'émission du lecteur est réglée à son niveau maximal. La même antenne lecteur employée dans les tests de la section 3.4.2.1 et 3.4.2.2 a été utilisée.

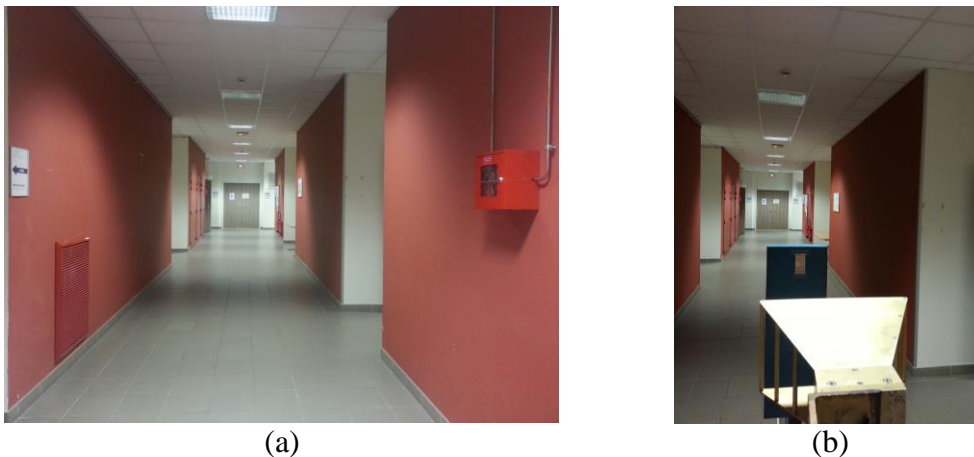


Fig. 3-34 - Photographies de la configuration de mesure du paramètre RSSI : (a) le couloir où le test a été réalisé et en (b) la configuration de mesure avec l'antenne du lecteur et l'antenne tag sous test.

Les résultats de la mesure du paramètre RSSI en fonction de la distance sont présentés par la Fig. 3-35(a). Ces résultats ont été obtenus lorsque la puissance d'émission  $P_{EIRP}$  est fixée à la puissance maximum (31,5 dBm). Le tag « Bas » a présenté la plus longue portée, il a pu être lu à 270 cm. Dans cet environnement, ce tag s'est montré être le mieux adapté pour récupérer de l'énergie lorsqu'il dispose d'un niveau bas de puissance ; à noter sous-entendu ici la puissance vue par le tag qui est d'autant plus petite que la distance est grande. Malgré la mauvaise qualité de la rétro-modulation de ce tag (montrée dans le paragraphe 3.4.2.2), le récepteur I/Q performant du lecteur permet de réaliser la démodulation.

Il faut noter que la lecture des tags « Haut » et « Bas » a subi respectivement une interruption entre les distances de 175 cm à 230 cm (tag « Haut ») et de 190 cm à 220 cm (tag « Bas »). Cette interruption peut être expliquée par les effets d'interférences entre les ondes

électromagnétiques de l'antenne et les parois du couloir où à cette région les réflexions multiples des champs peuvent annuler la phase des champs provoquant une réduction la quantité d'énergie RF disponible pour activer le tag.

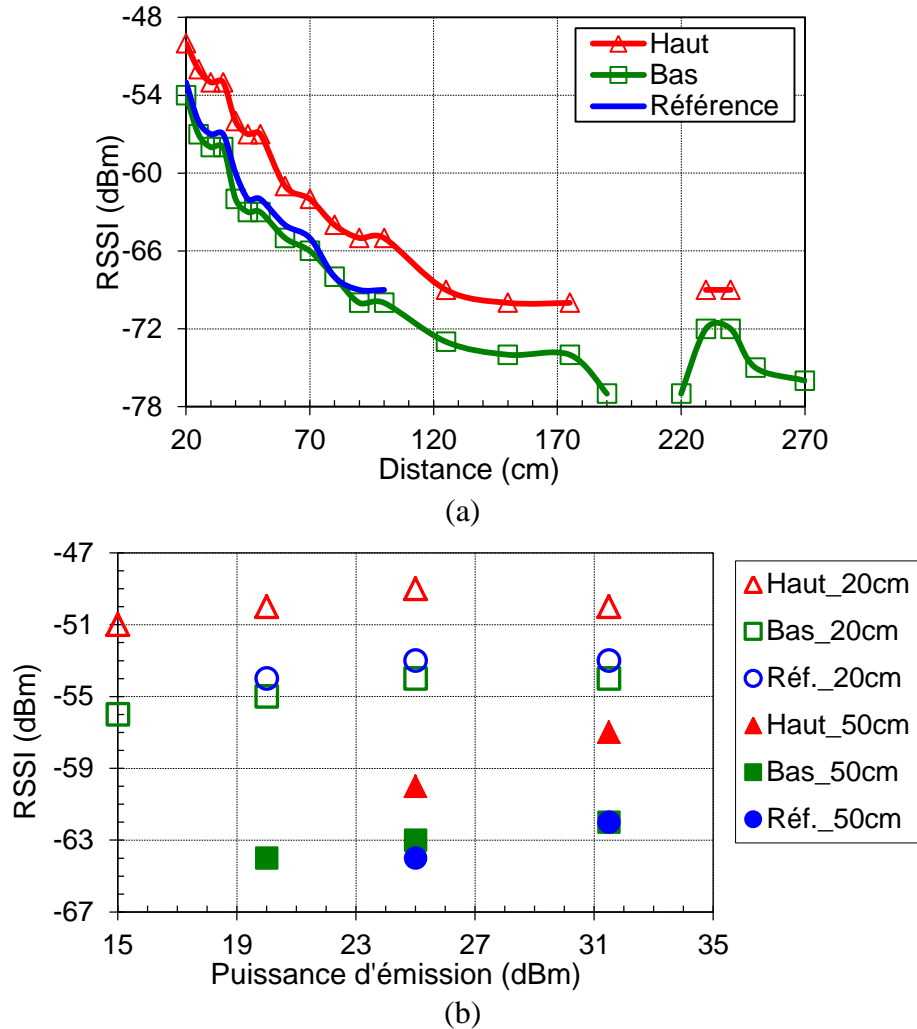


Fig. 3-35 - Résultats de la mesure du paramètre RSSI (a) en fonction de la distance et (b) en fonction de la puissance d'émission du lecteur RFID pour les distances  $d = 20$  cm et  $d = 50$  cm.

Les résultats présentés dans la Fig. 3-35(b) révèlent, en termes de RSSI, plus clairement le propos des tags « Haut » et « Bas ». En effet, le niveau RSSI du tag « Haut » est le plus élevé des trois tags mesurés lorsque le niveau de puissance est élevé ; ceci est vrai également pour les autres valeurs de puissance d'émission ce qui peut être justifié par la capacité de ce tag à mieux réfléchir le signal envoyé par le lecteur comme observé dans la section 3.4.2.1. ; et c'est aussi vérifié pour les deux distances de mesure. Le tag « Bas » par rapport au tag « Référence » présente un niveau d'activation supérieur lorsque le niveau de la puissance d'émission est bas.

#### **3.4.2.4 Bilan**

Nous avons présenté une approche de conception des tags passifs RFID UHF pour laquelle l'importance du choix de la valeur de l'impédance d'adaptation est soulignée. Nous montrons dans cette étude que la réalisation de tags opérant à une impédance très différente (cas extrêmes) de celle donnée par les fabricants de puce est possible. En outre, suivant le scénario considéré, nous pouvons obtenir de meilleures performances par rapport aux tags conçus par les techniques habituelles [3.4]-[3.5]. Par exemple, le cas du tag « Bas » peut être envisagé dans une application dont les questions de sécurité sont importantes, parce que la performance de ce tag est optimisée à courte distance lorsque le lecteur est moins performant en termes de détection de la réponse du tag. A longue distance, son fonctionnement est limité pour certains niveaux de puissance ce qui représente donc une façon de contrôler la diffusion de l'information contenue par le tag. L'exemple du tag « Haut » souligne qu'un tel type de tags pourrait être utilisé avec des lecteurs moins chers embarquant une chaîne de réception moins performante en raison de la meilleure qualité de rétro-modulation (c'est-à-dire indice de modulation grand). Cette étude ouvre ainsi de nouvelles perspectives pour concevoir des antennes tags plus performantes et mieux adaptées aux besoins et spécificités de l'application.

### **3.5 Mesure de l'impédance d'entrée d'antennes du tag**

Afin de valider l'étape de conception par simulation, il est d'usage de comparer les différentes caractéristiques obtenues entre simulation et mesures. L'antenne du tag n'étant pas adaptée à 50 ohms mais à l'impédance complexe de la puce (état d'absorption), les méthodes traditionnelles sont rendues délicates. De ce fait, les paramètres tels que le  $S_{11}$  et gain sont difficiles à mesurer. Dans cette partie, on se propose de mesurer l'impédance d'entrée de l'antenne, car ce paramètre reste le plus accessible pour la mesure et significatif des performances de l'antenne dans notre cas.

La mesure de l'impédance d'entrée de l'antenne du tag est réalisée généralement à l'aide d'un balun ou d'un transformateur d'impédances. Le balun est un dispositif qui a pour principale fonction de convertir un signal symétrique en un signal asymétrique. Il peut être considéré comme un type de transformateur d'impédances puisqu'à partir d'un balun nous pouvons passer d'une impédance symétrique (différentielle) à une impédance asymétrique guidée tel un câble coaxial. Plus d'informations concernant l'utilisation de baluns et de transformateurs d'impédance pour la mesure d'antennes tags sont apportés dans le paragraphe 4.3.1.

Plusieurs techniques de mesure utilisant ces dispositifs sont proposés dans la littérature [3.4], [3.19]-[3.21]. Nous nous intéressons particulièrement au transformateur d'impédances construit à base de câbles coaxiaux semi-rigides pour la mesure de l'impédance de l'antenne [3.19]-[3.21] car cette technique offre les avantages de facilité de mise en œuvre et de flexibilité, étant donné que nous pouvons l'utiliser pour la mesure d'impédance des antennes non-symétriques [3.21]. La précision de cette technique repose davantage sur la calibration de l'équipement que sur les caractéristiques du transformateur, ce qui n'est pas le cas avec l'utilisation de baluns, où la précision de la mesure reste fonction de la précision du balun [3.20].

Le transformateur d'impédances est réalisé par l'assemblage de deux câbles coaxiaux semi-rigides (idéalement) identiques et de même taille. Les blindages métalliques des câbles sont reliés ensemble par moyen de soudure, créant un plan de masse virtuel. Pour ce type de mesure une calibration de type SOLT sur les deux ports du VNA est nécessaire. Une fois le VNA correctement calibré, chaque câble du transformateur d'impédances est connecté à un port du VNA (Fig. 3-36). L'insertion du transformateur d'impédances génère des erreurs sur la calibration du VNA, pour corriger cela une opération « *port extension* » est nécessaire. Le « *port extension* » compense le déphasage inséré par le transformateur d'impédances et prolonge le plan de calibration à la fin du transformateur comme représenté dans la Fig. 3-36. Il est à noter que cette correction ne peut qu'être appliquée pour une seule fréquence.

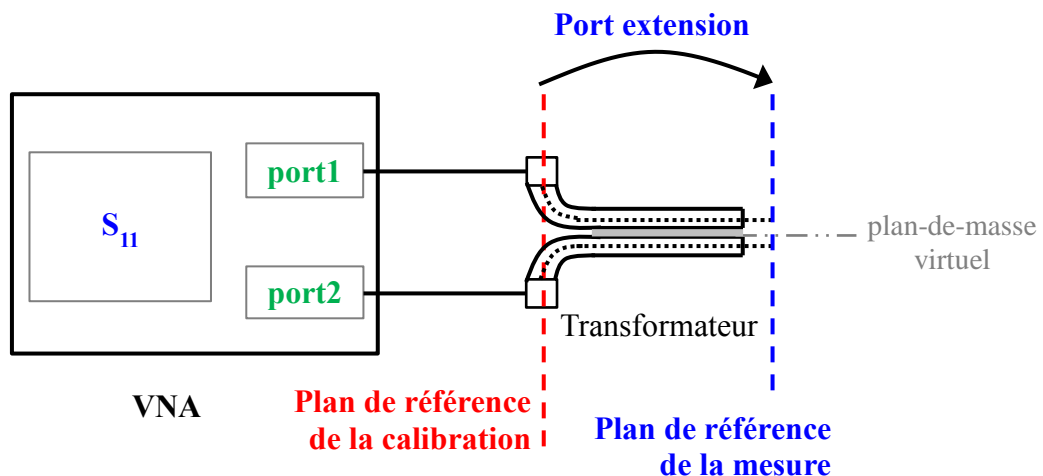
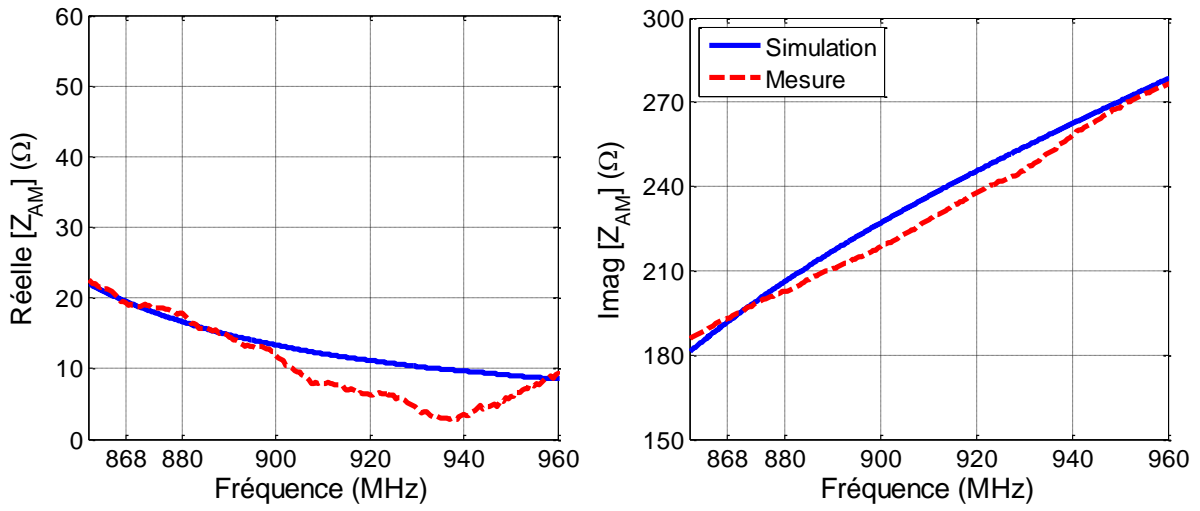


Fig. 3-36 – Illustration de la configuration de mesure de l'impédance d'entrée d'une antenne tag.

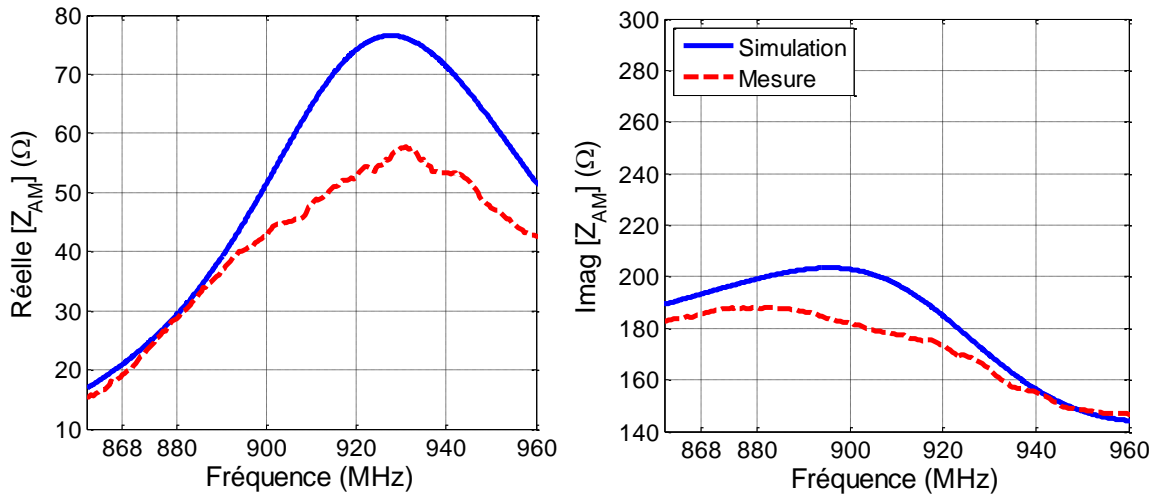
Après avoir réalisé l'étape de calibration, l'antenne du tag est reliée au transformateur d'impédances et la mesure des paramètres S de l'ensemble est effectuée. L'impédance d'entrée de l'antenne du tag est retrouvée par la formule [3.21]:

$$Z_{AM} = 2Z_0 \frac{(1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21})}{((1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{21}S_{12})} \quad (3.8)$$

Ce calcul permet de comparer directement les résultats de simulation avec ceux de mesures. Nous avons réalisé la mesure d'impédance avec trois tags de design différents. Les tags utilisés lors des tests ont été le tag « Référence », « T2 » et « dipôle plié ». Les tags « T2 » et « DP » (pour dipôle plié) sont présentés dans l'Annexe C : . Les antennes de tags sont adaptées à l'impédance de la puce Higgs4 pour la fréquence de 868 MHz tel qu'indiqué dans le Tableau 3-1. Les résultats sont comparés avec ceux de simulation dans les Fig. 3-37(a), Fig. 3-37(b) et Fig. 3-37(c) pour les tags référence, T2 et dipôle plié respectivement.



(a)



(b)

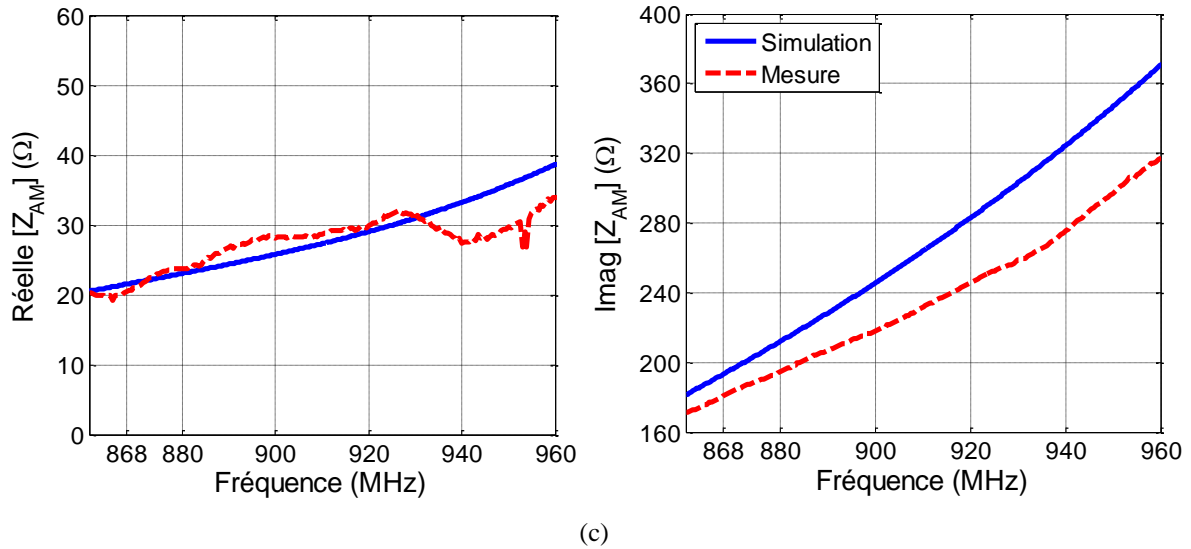


Fig. 3-37 – Comparaison des résultats de simulation et de mesure de l'impédance de l'antenne pour le tag (a) « Référence », (b) « T2 » et (c) « dipôle plié ».

A partir des résultats obtenus nous constatons le bon accord entre simulations et mesures. Cet accord est principalement trouvé pour les fréquences autour de 868 MHz du fait que le « *port extension* » a été réalisé pour cette fréquence d'intérêt. Quelques effets parasites liés à la soudure de l'antenne au transformateur peuvent insérer des erreurs de mesure, tel qu'observé avec le résultat de la partie réelle de l'impédance du tag dipôle plié (Fig. 3-37(c)). Le Tableau 3-4 réunit les données de mesures et simulations pour les fréquences de 865 MHz et 868 MHz.

TABEAU 3-4 - COMPARAISON ENTRE LES DONNÉES DE SIMULATION ET DE MESURE DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE DES ANTENNE TAGS TESTÉES POUR LES FREQUENCES DE 865 MHz ET 868 MHz.

Tag	Réf. $Z_A \text{ simul.}$	Réf. $Z_A \text{ mesure}$	T2 $Z_A \text{ simul.}$	T2 $Z_A \text{ mesure}$	DP $Z_A \text{ simul.}$	DP $Z_A \text{ mesure}$
865 MHz	20,4 + j187,9	20,8 + j190,5	19,3+j191,8	17,4+j184,5	21,6 + j188,4	19,2 + j177,3
868 MHz	19,5 + j191,8	19,2 + j193,0	20,9+j193,4	19,2+j185,6	21,5 + j193,3	20,4 + j180,9

## 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, différents aspects des tags passifs RFID UHF ont été abordés et étudiés :

-   partir d'une variété de tags RFID UHF commerciaux conçus pour différentes portées de lecture, nous avons souligné les caractéristiques géométriques principales des tags qui permettent de distinguer trois catégories (champ proche, hybride, champ lointain) ;



- nous nous sommes ensuite concentrés sur la conception d’antennes tag dédiées à la zone de champ proche et de champ lointain. Nous avons alors montré que la distribution uniforme de courant sur la surface de l’antenne est le paramètre clé pour améliorer la performance de l’antenne dans la zone de champ proche ;
- puis nous avons caractérisé le comportement non-linéaire de la puce RFID en regard de la puissance incidente et de la fréquence opératoire, et proposer deux configurations de mesure pour caractériser les deux impédances correspondant aux deux états de la puce (état d’absorption et état réflexion).

A partir de ces analyses, nous avons décrit une nouvelle approche de conception d’antennes tags dont l’originalité repose sur l’adaptation de l’antenne du tag selon l’impédance présentée par la puce pour une application donnée et non l’impédance arbitraire donnée par les constructeurs. Pour étudier et valider cette proposition, nous avons testé deux cas (notés « Haut » et « Bas ») qui représente en fait les limites de l’approche. La série de tests de caractérisation réalisée montre que dans le cas « Haut » des améliorations sont trouvées principalement sur la modulation du signal envoyé par le tag.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons présenté une procédure de mesure de l’impédance d’entrée des antennes tags non adaptées à 50 ohms. Cette approche permet alors de caractériser l’antenne conçue et aussi comparer les résultats avec ceux de la simulation. Les exemples considérés pour illustrer cette approche ont conduit à de bons accords entre les résultats de simulations et de mesures et suggèrent aussi une bonne reproductibilité de fabrication des antennes.

## 3.7 Références

- [3.1] P. V. Nikitin, K.V.S. Rao, S. Lazar, « An overview of near-field UHF RFID », IEEE International Conference on RFID, pp. 167–174, March 2007.
- [3.2] Smartrac, disponible sous l'adresse: <http://www.smartrac-group.com/>.
- [3.3] Alien Technology, disponible sous l'adresse: <http://www.alientechnology.com>.
- [3.4] A. Ghiotto, « Conception d'antennes de tag RFID, application à la réalisation par jet de matière », mémoire de thèse, Institut polytechnique de Grenoble, LCIS, France, Novembre 2008.
- [3.5] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin and S. F. Lam, « Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application », IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 53, no.12, pp. 3870–3876, December 2005.
- [3.6] M. Dhaouadi, M. Mabrouk, T.P. Vuong, A.C. de Souza, A. Ghazel, « UHF tag antenna for near-field and far-field RFID applications », IEEE WAMICON, pp. 1–4, Tampa, June 2014.
- [3.7] M. Dhaouadi, M. Mabrouk, T.P. Vuong, A.C. de Souza, A. Ghazel, « Broadband UHF tag antenna for near-field and far-field RFID communications », Radioengineering Journal, vol. 23, no 4, pp. 1026–1032, December 2014.
- [3.8] Alien Technology, « Higgs™ 3 UHF RFID Tag IC », available at: <http://www.alientechnology.com/wp-content/uploads/Alien-Technology-Higgs-3-ALC-360.pdf>.
- [3.9] C.-H. Loo et al, « Chip Impedance Matching for UHF RFID Tag Antenna Design », Progress In Electromagnetics Research, PIER 81, 359-370, 2008.
- [3.10] P.V. Nikitin, K.V. Rao, R. Martinez and S.F. Lam, « Sensitivity and Impedance Measurements of UHF RFID Chips », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 5, May 2009.
- [3.11] L. W. Mayer and A. L. Scholtz, « Sensitivity and impedance measurements on UHF RFID transponder chips », Proceedings of 2nd Int. EURASIP workshop on RFID technology, pp.1–10, 2008.
- [3.12] D. M. Pozar, “Microwave engineering”, 4<sup>th</sup> edition, John Wiley and Sons, 2012.
- [3.13] M. Golio and J. Golio, « RF and microwave circuits, measurements and modeling », 2<sup>nd</sup> edition, CRC Press, 2008.
- [3.14] Agilent Technologies, « Advanced calibration techniques for vector network analyzers », Modern measurement techniques for testing advanced military communications and Radars, 2nd Edition 2006, available at: [http://anlase.umd.edu/Agilent\\_Advanced\\_VNA\\_calibration.pdf](http://anlase.umd.edu/Agilent_Advanced_VNA_calibration.pdf).
- [3.15] A. C. de Souza, Y. Duroc, T.P. Vuong, A. Luce, « Impedance characterization of UHF RFID IC and tag performance », IEEE EuCAP 2015, April 2015.

- [3.16] G. Andia Vera, Y. Duroc and S. Tedjini, « RFID test platform: nonlinear characterization », IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol. 63, no 9, pp. 2299–2305, September 2014.
- [3.17] Alien Technology, « Alien Higgs 4 product overview », available at: <http://www.alientechnology.com/wp-content/uploads/Alien-Technology-Higgs-SOT.pdf>.
- [3.18] P. Nikitin, K.V.S. Rao and S. Lam, « UHF RFID tag characterization: overview and state-of-the-art », Antenna Measurement Techniques Association Symposium, pp. 289–294, October 2012.
- [3.19] H. Zhu, Y. C. A. Ko, and T. T. Ye, « Impedance measurement for balanced UHF RFID tag antennas », IEEE RWS, pp. 128–131, January 2010.
- [3.20] S.-K. Kuo, S.-L. Chen and C.-T. Lin, « An accurate method for impedance measurements of RFID tag antenna », Progress In Electromagnetics Research, PIER 83, pp. 93–106, 2008.
- [3.21] X. Qing, C. K. Goh and Z. N. Chen, « Measurement of UHF RFID tag antenna », IEEE iWAT, pp. 1–4, March 2009.

# Chapitre 4

## *Caractérisation d'un système RFID UHF champ proche et champ lointain*

<b>4.1 Couplage électromagnétique de système RFID UHF .....</b>	<b>132</b>
4.1.1 Couplage champ proche réactif .....	133
4.1.2 Couplage champ proche radiatif .....	133
4.1.3 Couplage champ proche lointain .....	133
<b>4.2 Etude du transfert de puissance pour la caractérisation de systèmes RFID UHF     .....</b>	<b>134</b>
4.2.1 Effets de la géométrie de l'antenne sur le couplage électromagnétique d'un système RFID UHF .....	136
<b>4.3 Efficacité du transfert de puissance .....</b>	<b>142</b>
4.3.1 Transformateur d'impédances .....	143
4.3.2 Procédure de mesure et résultats expérimentaux .....	146
<b>4.4 Impédance mutuelle.....</b>	<b>150</b>
4.4.1 Procédure du test .....	153
4.4.2 Résultats .....	154
4.4.3 Contribution de l'antenne du tag .....	157
4.4.4 Bilan .....	159
<b>4.5 Conclusion .....</b>	<b>160</b>
<b>4.6 Références.....</b>	<b>161</b>

## 4. Caractérisation d'un système RFID UHF champ proche et champ lointain

Le fonctionnement d'un système RFID passif repose principalement sur la dépendance du système à la puissance transmise par le lecteur ( $P_{\text{lecteur}}$ ). En effet, cette puissance fournit l'énergie nécessaire pour la communication bidirectionnelle entre le lecteur et le tag. Le tag passe en mode actif quand la puissance  $P_{\text{lecteur}}$  est suffisamment importante pour compenser toutes les pertes dans l'air ainsi que les pertes dues aux interférences et atteindre le tag avec une valeur supérieure ou égale à la puissance de sensibilité de la puce ( $P_{\text{sensibilité}}$ ). L'efficacité de la communication entre le lecteur et le tag (et inversement entre le tag et le lecteur), s'appuie sur le transfert de puissance (TP) entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag. Le TP peut être défini par le couplage électromagnétique entre les deux antennes. L'analyse du couplage électromagnétique entre les antennes est une étape indispensable pour la caractérisation des systèmes RFID et assurément c'est un aspect clé pour la mise en œuvre de systèmes RFID UHF.

Dans ce chapitre nous présenterons l'étude menée autour du couplage électromagnétique et du paramètre TP entre les antennes du lecteur et du tag en vue de la caractérisation de systèmes passifs RFID UHF dans la zone de champ proche. Cette démarche a pour objectif, a contrario de l'état de l'art présenté dans le paragraphe 1.3.1 qui est plus général et plus « académique » de proposer une méthode de caractérisation applicable à des éléments (lecteur et tag) réels et adaptable aux besoins industriels.

### 4.1 Couplage électromagnétique de système RFID UHF

Deux antennes séparées dans l'espace libre peuvent être caractérisées et liées par le couplage électromagnétique entre elles. En RFID, le lecteur fournit l'énergie à la puce du tag par le biais du couplage entre les deux antennes. La forme que les champs ont quand ils couplent l'antenne de réception définit le type du couplage électromagnétique. A partir des zones de champ de l'antenne du lecteur trois types de couplage sont définis :

### ***4.1.1 Couplage champ proche réactif***

Le couplage réactif se produit lorsqu'une étiquette est placée dans la zone de champs réactifs de l'antenne du lecteur. Dans cette zone, l'énergie de l'antenne n'est pas rayonnée mais oscille autour de l'antenne à travers les champs électrique et magnétique [4.1]. Dans les applications UHF, le couplage de type inductif est le plus utilisé car il peut être facilement réalisé par l'utilisation d'antennes boucles (ou bobines) et le système peut être modélisé tel un système transformateur. Ce type de couplage offre aussi l'avantage d'être moins perturbé par des objets à base de matériaux diélectriques. Selon [4.1]-[4.2] le coefficient de couplage entre deux bobines est proportionnel à plusieurs paramètres fondamentaux :  $f$  la fréquence,  $N$  le nombre de tours de l'antenne du tag,  $S$  la surface de l'antenne du tag,  $H$  l'intensité du champ magnétique de l'antenne du lecteur à la position du tag,  $d$  la distance entre les antennes et  $\alpha$  la position angulaire relative aux deux antennes. Le coefficient de couplage peut être donc vu comme dépendant de ces paramètres tel que :

$$C_{CP\text{réactif}} \propto f^2 N^2 S^2 H^2 d \sin \alpha \quad (4.1)$$

L'équation (4.1) montre, sous une forme générale, quels paramètres peuvent influencer le couplage électromagnétique des antennes dans la zone de champ proche. Des informations plus précises sur la relation de chaque paramètre avec le coefficient de couplage réactif peuvent être trouvées dans [4.1]-[4.2].

### ***4.1.2 Couplage champ proche radiatif***

Dans la zone de champ proche radiatif la composante longitudinale du champ électrique peut être importante, et le flux de puissance n'est pas entièrement radial [4.2]. La présence de la composante longitudinale améliore la récupération d'énergie du lecteur par le tag. Le vecteur de Poynting a une forme complexe, ce qui signifie qu'une partie de l'énergie est rayonnée et l'autre partie oscille autour de l'antenne. C'est une zone complexe où les antennes sont couplées par des champs de rayonnement et réactifs. Les effets de couplage dépendent de la fréquence, de la surface des antennes, de leur distance respective et de l'orientation entre elles.

### ***4.1.3 Couplage champ proche lointain***

Lorsque le tag est placé à une distance supérieure à  $2D^2/\lambda$ , le couplage entre les antennes est de type champ lointain. Les antennes sont couplées par les ondes électromagnétiques qui s'approchent en première approximation à des ondes planes. Les champs sont transverses à la direction de propagation et le coefficient de couplage peut être estimé à partir de l'équation de Friis tel que :

$$C_{CL} = G_{lecteur} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_{tag} p \quad (4.2)$$

où  $G_{lecteur}$  et  $G_{tag}$  sont les gains de l'antenne du lecteur et de l'antenne du tag respectivement, et  $p$  est la perte due à la différence de polarisation entre les antennes. Ce paramètre peut être défini tel que:

$$p = \left| \hat{\mathbf{p}}_{lecteur} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{tag} \right|^2 \quad (4.3)$$

où  $\hat{\mathbf{p}}_{lecteur}$  et  $\hat{\mathbf{p}}_{tag}$  sont respectivement les vecteurs de polarisation de l'onde incidente du lecteur et du tag.

## 4.2 Etude du transfert de puissance pour la caractérisation de systèmes RFID UHF

Les équations présentées précédemment (4.1) et (4.2) donnent des informations sur les paramètres en jeu pour l'analyse du coefficient de couplage. Mais le rôle de chaque paramètre (en termes de proportionnalité) reste difficile à estimer surtout quand il s'agit d'antennes possédant une configuration complexe, ce qui est souvent le cas dans un système RFID. Nous pourrions utiliser une approche analytique de la distribution de champ, ou de la densité de courant électrique des antennes en question pour retrouver un modèle qui caractérise le couplage électromagnétique mais nous tomberions sur la même contrainte liée à la complexité de la géométrie des antennes [4.4]-[4.5]. L'étude du coefficient de couplage dans chaque zone de propagations des champs peut donc s'avérer une tâche très complexe à mettre en œuvre.

Une solution serait d'utiliser des analyses numériques par le biais de simulations, mais vis-à-vis de la caractérisation de systèmes réels, modéliser chaque antenne serait une tâche délicate, onéreuse en temps, et qui resterait approximative. Nous cherchons donc à développer des méthodes de caractérisation qui peuvent être validées au moyen d'expérimentations, être employées sur plusieurs configurations des antennes tags, et faciles à mettre en œuvre par des industriels quelles que soient les antennes considérées.

Une alternative plus simple pour l'étude du couplage électromagnétique et qui pourrait nous amener à une méthodologie de caractérisation de systèmes RFID UHF passif concerne l'analyse du rapport de puissance entre l'antenne du lecteur et de l'antenne du tag. L'avantage de cette approche est que les effets des paramètres sur le rapport de puissance liés à l'antenne et également à l'environnement autour des antennes sont implicites.

Ce rapport peut être exprimé par l'efficacité du transfert de puissance (ETP) qui est défini comme le rapport entre la puissance disponible à la charge de l'antenne de réception et la puissance d'entrée à l'antenne de transmission [4.6]. Pour un système RFID passif, l'ETP peut être écrit comme :

$$ETP = \frac{P_{ab}}{P_{lecteur}} \quad (4.4)$$

où  $P_{ab}$  est la puissance absorbée par l'antenne du tag pour activer la puce RFID et  $P_{lecteur}$  est la puissance émise par le lecteur (puissance disponible à l'entrée de l'antenne du lecteur). Il est important de remarquer que les niveaux de TP sont toujours inférieurs à 1, et que la puissance  $P_{ab}$  doit être supérieure ou égale à la puissance  $P_{sen}$  de la puce pour l'activation.

D'une façon générale, nous pouvons lister les paramètres associés aux caractéristiques de l'antenne qui influencent la performance du couplage électromagnétique. Ils sont définis du point de vue de la représentation de l'antenne : modèle circuit, caractéristiques physiques ou modèle de rayonnement. Ces paramètres sont résumés dans le Tableau 4-1.

TABLEAU 4-1 – PARAMETRES ASSOCIES A L'ANTENNE

Modèle circuit	Caractéristiques physiques	Modèle de rayonnement
Impédance de l'antenne	Dimensions	Gain
Coefficient d'adaptation d'impédance	Géométrie	Surface équivalente radar
Facteur de qualité	Orientation angulaire de l'antenne	Polarisation

Les conditions environnementales sont aussi des facteurs qui jouent sur le couplage entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag. Quand l'une des antennes (voire les deux) est à proximité de surfaces notamment en métal ou en plastique, une dégradation en termes du couplage peut se produire car ces matériaux modifient fortement la propagation des champs autour de l'antenne.

La relation entre les caractéristiques physiques des antennes et le TP du système sans fil est un sujet d'étude souvent abordé dans les bandes de fréquences HF [4.7] et LF [4.8]. En effet, dans de tels systèmes, les effets mutuels entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag sont particulièrement importants, et il faut respecter un compromis entre les dimensions de l'antenne de réception et la distance de couplage. Ainsi, la taille de l'antenne de réception doit être la plus petite possible pour ne pas perturber l'antenne d'émission et suffisamment large pour assurer la communication à une distance donnée. Dans [4.7], les auteurs ont conclu que pour un système à base d'antennes boucles (en transmission et en réception) afin d'atteindre le maximum



d'efficacité de TP, la taille optimale de l'antenne de la boucle dépend de la distance entre les antennes.







Afin d'analyser les effets des propriétés physiques de l'antenne sur le couplage électromagnétique nous avons mené une étude qui vise à étudier ce paramètre dans la bande de fréquences UHF et dans les zones de champ proche et champ lointain. Cette étude est présentée dans les prochaines sections.



#### 4.2.1 Effets de la géométrie de l'antenne sur le couplage électromagnétique d'un système RFID UHF

Dans cette partie nous orientons l'étude vers les effets du type de l'antenne du tag sur le couplage électromagnétique. L'intérêt de cette étude vise à comparer plusieurs types d'antennes de tags disponibles sur le marché afin d'observer si certains types d'antennes offrent plus d'avantages que d'autres dans les différentes zones de propagation de champs. Pour que cette étude soit représentative, nous avons considéré quelques échantillons de tags hybrides et de tags champ lointain et nous avons effectué des mesures dans un environnement contrôlé (du type chambre anéchoïque).

L'effet du type de tags sur couplage a été analysé par l'évaluation de la puissance minimale  $P_{lecteur}$  nécessaire pour l'activation du tag. La mesure de  $P_{lecteur}$  a été réalisée en fonction de la distance ( $d$ ) de séparation entre l'antenne du lecteur et de l'antenne du tag. La configuration du banc de test est tel que celui présenté dans le paragraphe 3.4.2. La procédure de mesure consiste à varier graduellement la puissance de sortie du générateur jusqu'à avoir une réponse de la part du tag sous test (TST) affichée sur l'écran de l'oscilloscope numérique. Les tags utilisés lors de l'expérimentation sont présentés sur le Tableau 4-2.

TABLEAU 4-2 – CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DES TAGS UTILISE PENDANT LES TESTS.

Tag	Géométrie	Dimensions (mm <sup>2</sup> )	Puce RFID	$P_{sensibilité}$ (dBm)	Classification initiale
tag1 [4.9]		22 × 22	Higgs3	-14	Hybride
tag2 [4.9]		44 × 10	Higgs3	-14	Hybride
tag3 [4.10]		40 × 18	U G2iL	-18	Hybride
tag4 [4.10]		49 × 30	U G2iL	-18	Hybride
tag5 [4.9]		70 × 17	Higgs3	-14	CL
tag6 [4.9]		95 × 8	Higgs3	-14	CL

tag7 [4.9]		93 × 19	Higgs3	-14	CL
tag8 [4.9]		44 × 46	Higgs3	-14	Hybride

### 4.2.1.1 Résultats expérimentaux

La Fig. 4-1 présente les résultats de mesure de la puissance minimale  $P_{\text{lecteur}}$  pour l'activation des TSTs en fonction de la distance. Les résultats sont présentés pour la fréquence 868 MHz.

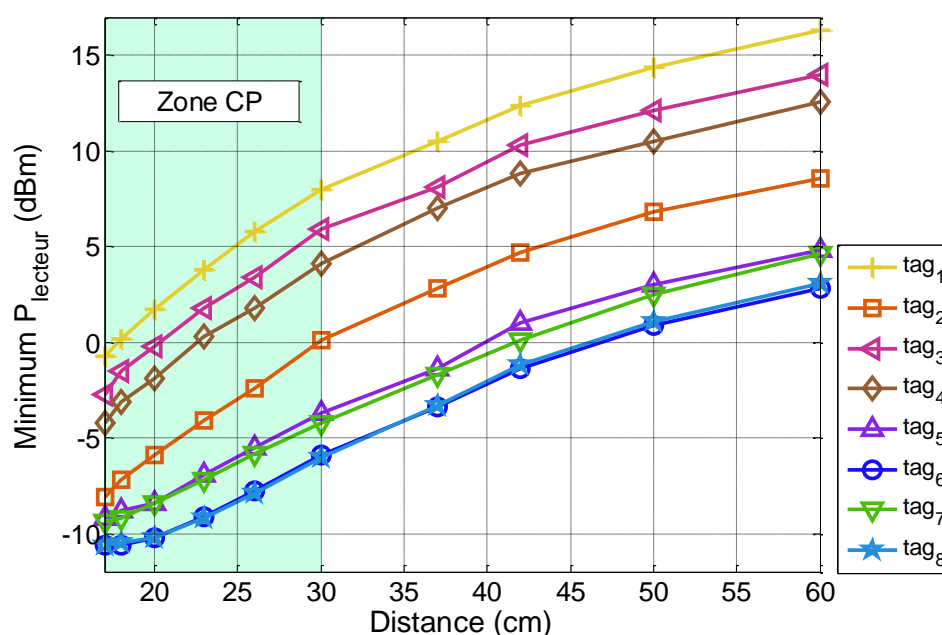


Fig. 4-1 – Minimum de la puissance émise par le lecteur  $P_{\text{lecteur}}$  pour activer le TST dans les zones de champ proche et de champ lointain [4.11].

Nous pouvons observer que les tags champ lointain ont eu une meilleure performance pour toutes les distances considérées par rapport aux tags hybrides. En analysant les propriétés physiques des antennes des tags champ lointain au regard des paramètres qui caractérisent le couplage électromagnétique présentés dans la section 4, nous pouvons remarquer que la surface des antennes a un important impact sur les résultats présentés. Les antennes avec une surface plus large sont plus sensibles et favorisent la récupération d'énergie émise par le lecteur au niveau du tag ce que fait que ces tags ont besoin de moins de puissance pour activer leur puce.

Les caractéristiques géométriques des antennes jouent aussi un rôle sur la performance du couplage électromagnétique même si cela semble moins évident à observer. Le format géométrique des antennes apporte certains avantages en ce qui concerne :

- l'adaptation d'impédance de l'antenne à la puce par rapport à l'environnement autour du tag : certaines géométries peuvent apporter un meilleur couplage quand le tag est à proximité d'une surface en plastique ou en verre par exemple ;
- le rayonnement et la surface équivalent radar différentielle par l'ajout d'éléments avec une grande surface métallisée, comme observé sur les tag5 et tag6 par exemple (Fig. 4-2).

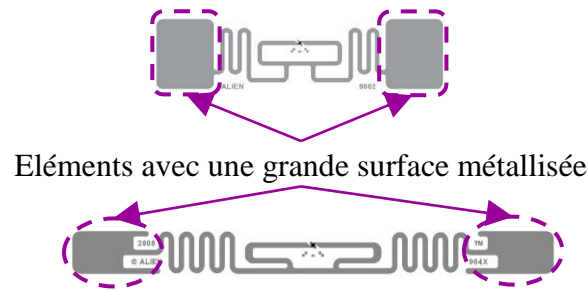


Fig. 4-2 – Exemple d'éléments utilisés sur le design d'antennes tag pour améliorer l'EMC dans la zone de champ lointain.

Afin de mettre en évidence les effets de la géométrie sur le couplage électromagnétique nous introduisons une puissance dite normalisée (PN). La puissance PN correspond à la puissance en dBm supplémentaire nécessaire pour activer le tag à une distance donnée par rapport à la puissance en dBm requise pour activer le tag à une distance de référence [4.11]. Les résultats du calcul de PN sont présentés dans la Fig. 4-3.

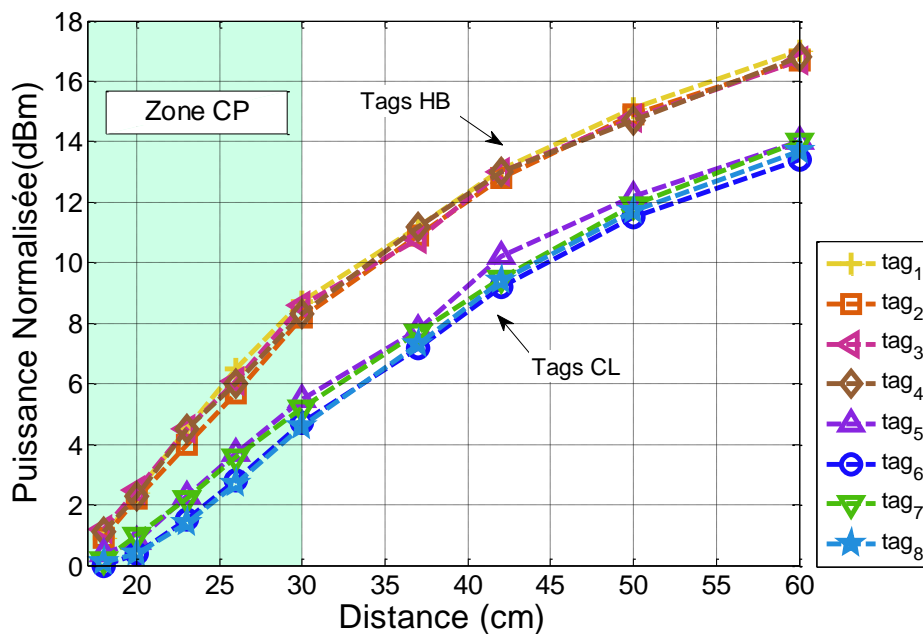


Fig. 4-3 – Puissance normalisée des tags mesurés. Les résultats permettent la distinction de deux groupes de tags [4.11].

Les résultats du calcul de la puissance PN font apparaître un regroupement des courbes en deux groupes distincts. Ces deux groupes sont associés à la performance des familles de tags hybrides ou de tags champ lointain, en termes de la puissance normalisée introduite en fonction de la distance. Il est important de noter que dans le groupe de la famille de tags hybrides, la performance du tag repose davantage sur les dimensions de l'antenne que du type de puce ou de la géométrie de l'antenne. Pour les tags de la famille champ lointain, nous observons que les caractéristiques géométriques sont plus influentes sur le couplage électromagnétique par rapport à ce qui est observé sur les tags hybrides. Toutefois, pour les deux types de familles, la surface de l'antenne reste le paramètre qui joue le rôle principal dans la performance de l'antenne et dans sa classification (en familles). Bien évidemment, cette analyse est vraie lorsque les autres paramètres en jeu sur le couplage, définis dans la section 4, tels que le coefficient d'adaptation d'impédance, l'orientation de l'antenne, la distance, etc., restent inchangés.

Un autre point concernant les résultats de la puissance PN concerne la classification d'un tag donné. Les critères de classification utilisés dans la section 3 sont des directives à considérer pour une classification initiale et comme on vient de le voir en utilisant la puissance PN nous pourrions avoir une confirmation sur cette classification. Afin d'illustrer cette remarque, prenons par exemple le tag8. En s'appuyant sur les critères de classification en famille nous avons estimé qu'il s'agissait d'un tag hybride (Tableau 4-2) mais en termes de puissance PN il peut être considéré comme un tag de type champ lointain pour la fréquence considérée.

La méthode de caractérisation proposée à travers la puissance PN pourrait être appliquée à d'autres fréquences. Les résultats pourront ainsi donner de l'information sur l'évolution de la puissance additionnelle en fonction de la distance, par contre la discrimination en groupes (comme observé dans l'étude présentée) risque d'être moins évidente pour des fréquences plus élevées telles que les fréquences micro-ondes.

Les résultats du calcul de la puissance PN montrent également que l'augmentation de la puissance en fonction de la distance suit une évolution spécifique pour chaque famille de tags. Il peut donc être intéressant d'analyser cette évolution afin de définir un modèle qui pourrait servir pour la caractérisation et la catégorisation d'un tag inconnu une fois que la puissance PN ne dépend pas du type de puce. Avec cet objectif, nous présentons dans la prochaine section une proposition d'un modèle mathématique qui pourrait prendre en compte cette suggestion.

#### **4.2.1.2 *Modèle mathématique***

A partir des résultats précédents il est possible de construire un modèle mathématique de l'évolution de la puissance PN avec la distance. Le modèle mathématique vise à représenter la

forme générale de l'évolution de cette puissance PN en fonction de la distance pour une famille considérée. Une fois le modèle défini, nous pourrions construire un gabarit qui prendra en compte les performances individuelles de chaque tag testé pour décrire le comportement global de chaque famille. Les limites du gabarit restent basées sur la représentativité des tags utilisés pendant les tests.

Le modèle mathématique est défini à partir d'un modèle polynomial tel que :

$$P(d) = a_n d^n + a_{n-1} d^{n-1} + \dots + a_1 d + a_0 \quad (4.5)$$

où  $a_i$ ,  $i = 1, \dots, n$  représente les coefficients du polynôme  $P(d)$  et  $n$  son degré. Afin d'estimer le degré le plus approprié pour chaque modèle, une puissance de l'erreur est introduite et définie par :

$$P_{ERREUR} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (P_{mesurée} - P_{calculée})^2 \quad (4.6)$$

où  $N$  est le nombre de mesures réalisées,  $P_{mesurée}$  est la valeur de la puissance mesurée et  $P_{calculée}$  est la valeur de puissance estimée à partir du polynôme. Le degré du polynôme a été choisi par rapport à la plus petite valeur trouvée avec laquelle la puissance d'erreur est inférieure à 0,1. Le diagramme de la Fig. 4-4 illustre cette stratégie.

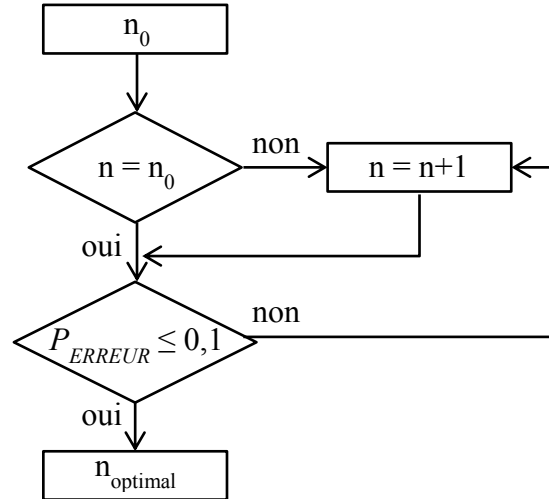


Fig. 4-4 – Stratégie pour trouver la valeur optimale du degré du polynôme.

D'après la valeur  $n_{optimal}$ , le polynôme qui représente l'évolution générale de la puissance PN pour chaque famille est représenté sur la Fig. 4-5(a). Les limites du gabarit, qui décrivent le comportement global d'une famille, sont définies à partir de la moyenne d'écart-types de la puissance PN à chaque distance pour tous les tags mesurés d'une famille. Les gabarits pour la famille de tags hybrides et champ lointain sont présentés sur la Fig. 4-5(b), [4.11].

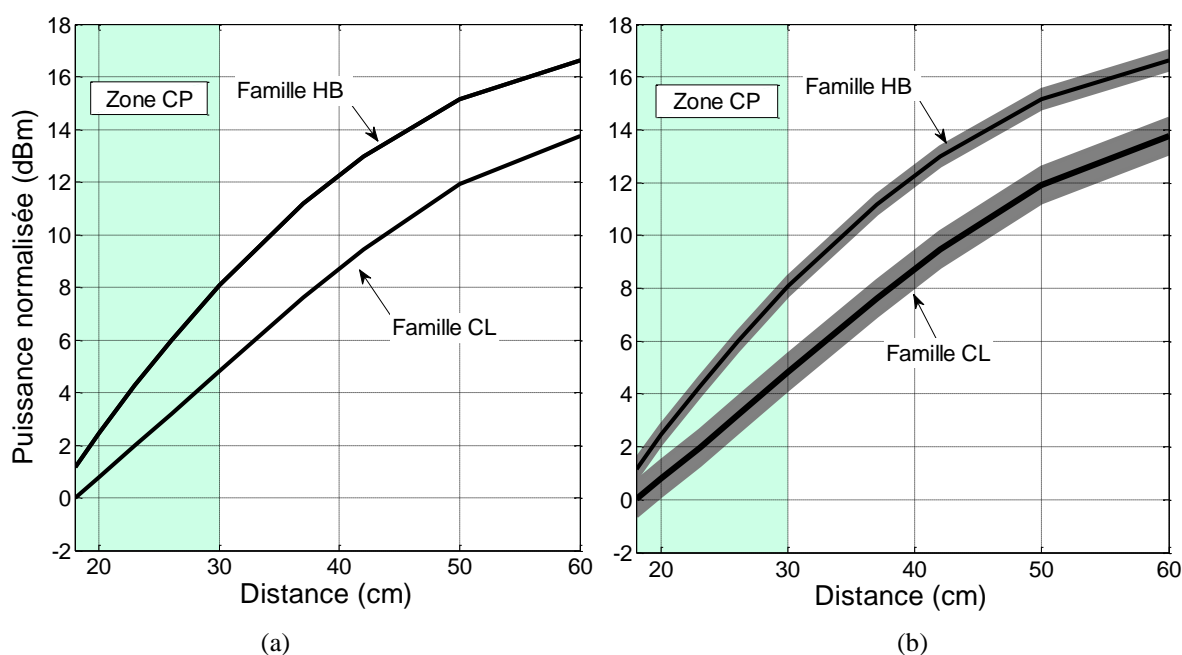







Fig. 4-5 – (a) Polynômes caractéristiques de chaque famille; (b) gabarits pour décrire le comportement global de chaque famille.

#### 4.2.1.3 Validation du modèle mathématique

La modélisation mathématique présentée dans la Section 4.2.1.2 a été basée sur la performance de huit tags présentés dans le Tableau 4-2. Afin de valider le modèle et d'évaluer si les informations tirées des échantillons de tags mesurés sont suffisantes pour représenter le comportement des deux familles, cinq nouveaux tags commerciaux avec différentes puces ont été testés. Les nouveaux tags sont présentés dans le Tableau 4-3, et ils ont été évalués dans les mêmes conditions que présentées dans la section 4.2.1.

TABLEAU 4-3 – PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DES TAGS SUPPLEMENTAIRES POUR VALIDER LE MODELE MATHEMATIQUE PROPOSE.

Tag	Géométrie	Dimensions (mm <sup>2</sup> )	Puce RFID	P <sub>sen</sub> (dBm)	Classification initiale
tagA [4.9]		45 × 30	Higgs3	-14	Hybride
tagB [4.9]		86 × 24	Monza4D	-19	CL
tagC [4.10]		93 × 11	Monza4D	-19	CL
tagD [4.10]		70 × 14	U G2iL	-18	CL
tagE [4.9]		53 × 53	Monza4D	-19	CL

La Fig. 4-6 compare des gabarits avec les nouveaux tags mesurés. Nous pouvons observer que les limites de chaque gabarit sont assez représentatives pour l'identification et la

catégorisation de tags présentés au Tableau 4-3. De nouveaux échantillons de tags hybrides et champ lointain pourraient être introduits dans la modélisation mathématique pour raffiner les limites du modèle et améliorer la représentativité de chaque famille.

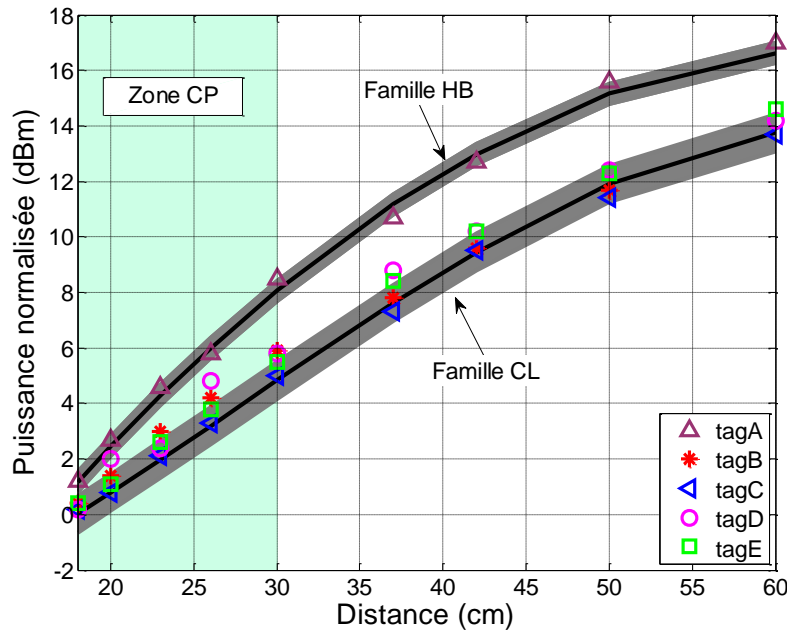


Fig. 4-6 – Vérification du modèle mathématique proposé avec des nouveaux tags.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté une étude sur les interactions électromagnétiques entre les antennes du lecteur et du tag, notamment sur l'effet de la topologie géométrique des antennes tags sur le couplage électromagnétique. Les mesures réalisées nous ont amené à introduire une méthode de caractérisation basée sur une puissance spécifique qualifiée de normalisée de par sa définition. Dans la suite, nous nous intéressons à un autre paramètre qui peut également traduire significativement le couplage entre lecteur et tag, l'efficacité du transfert de puissance.

### 4.3 Efficacité du transfert de puissance

Une approche possible pour analyser le couplage électromagnétique entre les antennes de transmission et de réception d'un système de communication sans fil consiste à étudier le transfert de puissance. L'efficacité des applications RFID repose en effet essentiellement sur ce paramètre. En effet, un transfert de puissance efficace entre lecteur et tag garantit une portée maximale de lecture. Le paramètre souvent mis en relief pour obtenir un transfert de puissance efficace est l'adaptation d'impédance entre l'antenne du tag et l'impédance complexe de la puce RFID, comme discuté dans le Chapitre 4.

Comme vu dans le paragraphe 1.3.1, certains travaux ont été dédiés à l'analyse de l'ETP d'un système RFID UHF passif dans la zone de champ proche. Dans le travail le plus remarquable, celui présentée par Buffi et al, l'étude de l'ETP est réalisée dans un scénario virtuel par moyen de simulation. Nous proposons pour la première fois (selon nos recherches bibliographiques) d'analyser l'ETP à partir de cas réels tel que dans notre contribution proposée dans [4.12]. Avec cet objectif dans les sections qui suivent, nous introduisons tout d'abord le dispositif développé qui permet de mesurer la puissance absorbée par l'antenne du tag ; ensuite, la procédure de mesure ainsi que les résultats obtenus sont présentés.

### ***4.3.1 Transformateur d'impédances***

L'antenne du tag est généralement conçue pour être adaptée au conjugué complexe de l'impédance de la puce RFID correspondant à l'état d'absorption. Le type d'antennes couramment utilisé est l'antenne de type dipôle. Les antennes dipôles sont symétriques présentant des courants qui circulent dans les deux bras opposés et avec la même amplitude. Pour pouvoir mesurer le niveau de puissance récupérée par l'antenne tag, l'utilisation de câbles ou de connectiques RF ne peut pas être réalisée en raison de deux problèmes majeurs. Le premier est lié à l'asymétrie des courants qui circulent dans des câbles coaxiaux RF. Le second est lié à la désadaptation entre l'impédance de l'antenne du tag et celle des appareils de mesure (standardisés à 50  $\Omega$ ).

Pour comprendre l'effet d'asymétrie nous analyserons la distribution de courant dans un câble coaxial. Dans le câble, les courants sur le conducteur central (ou âme) et sur la gaine (ou tresse) sont égaux et opposés ; cela parce que les champs des deux courants sont confinés dans le même espace. A cause du problème d'effet de peau, un courant différent circule à l'extérieur de la gaine. Ce courant externe déséquilibre donc la circulation du courant dans le câble donnant un aspect asymétrique. Si le courant externe est important, la gaine agit comme une antenne en rayonnant un champ proportionnel à ce courant [4.13].

Afin de surmonter ce problème nous avons mis en œuvre un transformateur d'impédances planaire illustré sur la Fig. 4-7. Ce dispositif a pour fonction d'adapter l'impédance complexe de l'antenne du tag à l'impédance de 50  $\Omega$  de la ligne de transmission, et de convertir le signal symétrique parvenu de l'antenne en signal asymétrique. Une transition de type ligne coplanaire (**CPS** - *Coplanar stripline*) à ligne microruban est utilisée pour le passage du mode symétrique au mode asymétrique. Ce type de transition est caractérisé par ses performances large bande comme reporté dans la littérature [4.14]-[4.15].



Les lignes de transmission CPS sont par nature des lignes symétriques dont la configuration offre de la flexibilité dans la conception des circuits planaires en série ou *shunt* et elles sont souvent utilisées dans des applications telles que les antennes symétriques [4.15].

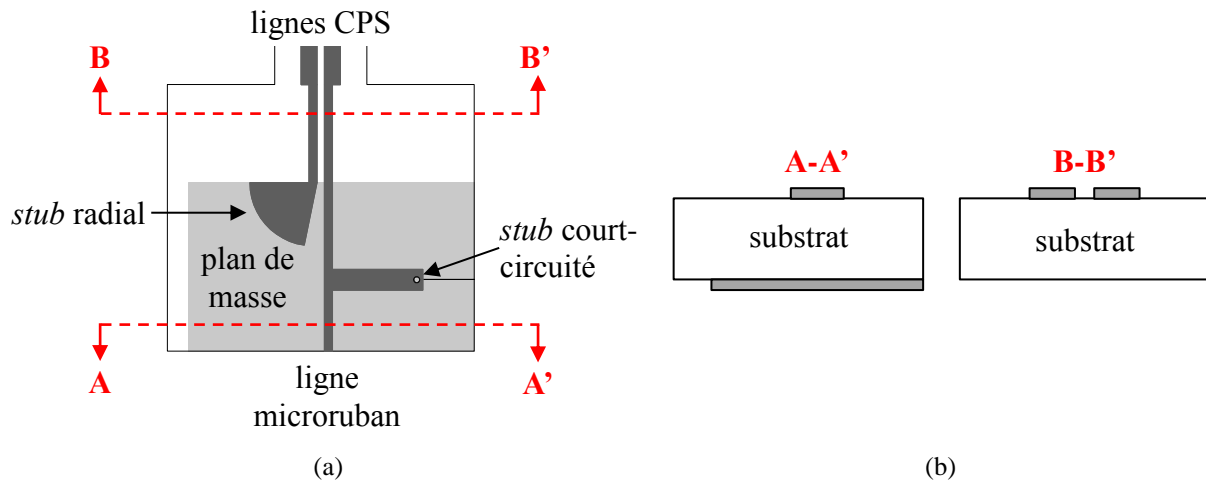


Fig. 4-7 – Illustration de la transition microruban-CPS du transformateur d'impédance (a) vue frontale et (b) coupe transversale.

Dans la conception du transformateur d'impédances, un *stub* a été ajouté dans la ligne microruban afin d'annuler la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne du tag. Pour la transition asymétrique-symétrique, les signaux sur la ligne CPS doivent avoir la même amplitude et être déphasés de  $180^\circ$ . Dans ce but, le stub radial a été ajouté au début de la ligne CPS afin d'assurer une différence de phase de  $180^\circ$  entre les lignes CPS à côté de l'antenne du tag. Les dimensions des lignes CPS, des stubs et de la ligne microruban ont été optimisées afin d'assurer une bonne adaptation du transformateur à l'impédance de l'antenne du tag. Pendant les tests nous avons utilisé le même modèle de tag présenté dans le paragraphe 3.4.1.

Un point important qui a été pris en compte lors du processus de conception du transformateur d'impédances est l'effet de sa présence sur la performance de l'antenne tag. En effet, le but de ce transformateur est avant tout de disposer d'un dispositif fiable qui permette la mesure de la puissance absorbée par l'antenne du tag et cela sans perturber son fonctionnement. Avec cette contrainte primordiale, les caractéristiques de rayonnement de l'ensemble (transformateur + tag antenne) et la distribution de courant sur l'antenne du tag ont été bien contrôlées.

L'antenne du tag et le circuit d'adaptation ont été conçus pour la bande de fréquences RFID UHF EU. Ils ont été imprimés sur un substrat diélectrique du type Rogers 4003 avec une épaisseur de 0,8 mm, un constant diélectrique de 3,55 et des pertes égales à 0,0027. La Fig. 4-8 illustre le modèle de conception du transformateur d'impédances et la photographie du tag. La

distribution de courant de l'ensemble (transformateur d'impédances et tag) est illustrée sur la Fig. 4-9. Dans la Fig. 4-10 le diagramme de rayonnement à la fréquence 868 MHz est représenté. Nous observons que le gain attribué à la structure est comparable au gain de l'antenne du tag. Néanmoins, un décalage de  $5^\circ$  est observé entre les deux diagrammes. L'origine de ce décalage peut être attribuée à la distribution de courant légèrement irrégulière entre les deux lignes CPS. Un compromis a été établi afin de réduire ce décalage sans pénaliser l'adaptation du transformateur d'impédances à l'antenne et ceci représente le meilleur résultat obtenu.

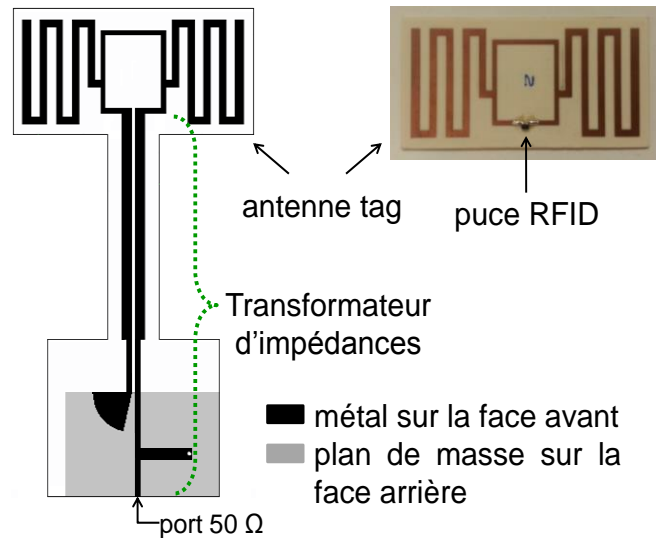


Fig. 4-8 – Design de l'antenne du tag avec le transformateur d'impédances et la photographie du tag utilisé [4.12].

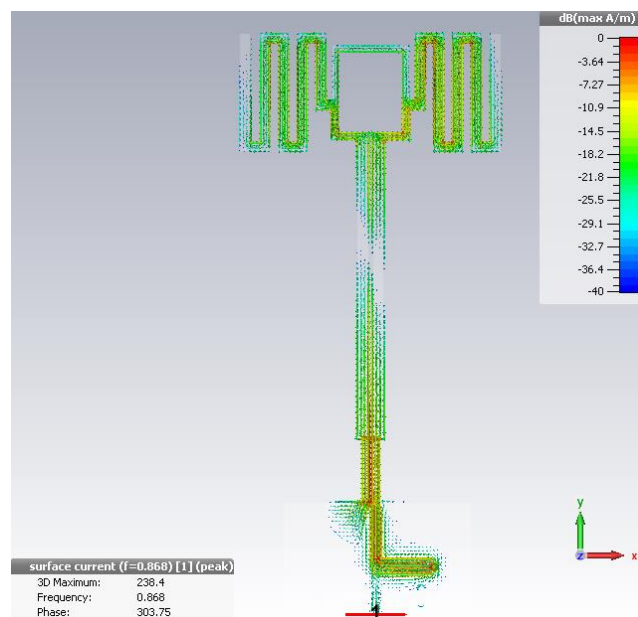


Fig. 4-9 – Distribution de courant pour la fréquence 868 MHz.

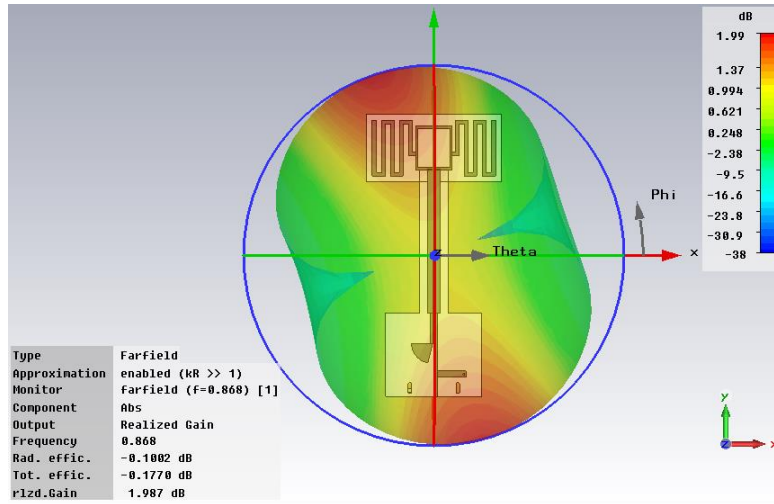


Fig. 4-10 – Diagramme de rayonnement de l'ensemble : transformateur d'impédances et antenne du tag.

### 4.3.2 Procédure de mesure et résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe nous présentons le banc de test (Fig. 4-11) et la procédure pour mesurer la puissance  $P_{ab}$  nécessaire pour le calcul de l'ETP. La mesure est effectuée en deux étapes. La première consiste à mesurer la puissance minimale d'activation (PMA) du tag en fonction de la distance entre antennes du lecteur et du tag. Le générateur de signaux envoie une commande du type RFID Gen2 *Query* (1000) dont la puissance a été progressivement augmentée jusqu'à ce que la réponse du tag ait été détectée sur l'analyseur de spectre. Une fois que la PMA a été mesurée pour toutes les distances considérées, le tag a été remplacé par l'antenne tag avec le transformateur d'impédances et les puissances  $P_{ab}$  et  $P_{lecteur}$  ont été mesurées [4.12].

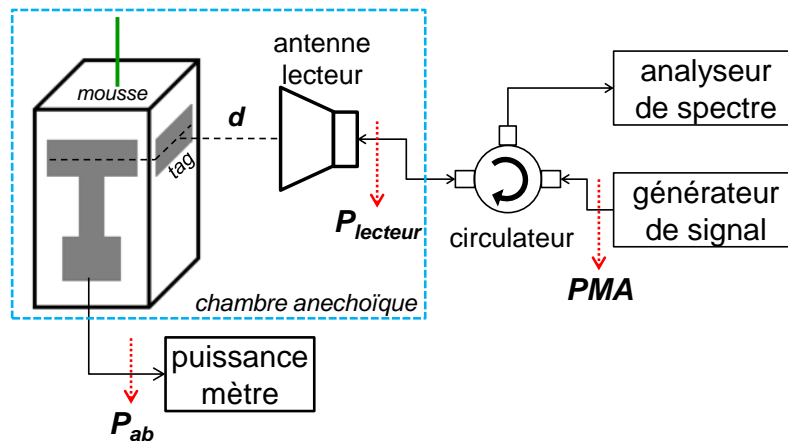


Fig. 4-11 – Schéma du banc de test [4.12].

Les mesures ont été effectuées à plusieurs distances démarrant à 0 cm et allant jusqu'à 100 cm. Le point initial,  $d = 0$ , correspond à la configuration où les deux antennes (lecteur et tag) sont placées l'une contre l'autre. Pendant les tests expérimentaux, deux types d'antennes lecteurs ont été utilisées, une antenne cornet et une antenne dipôle, dans le but de comparer leurs

performances en termes de l'ETP. Les antennes ont été alignées par rapport au centre du tag et dans la même polarisation afin d'assurer un maximum de transfert de puissance aux distances de champ lointain. La Fig. 4-12 présente les photographies des antennes.

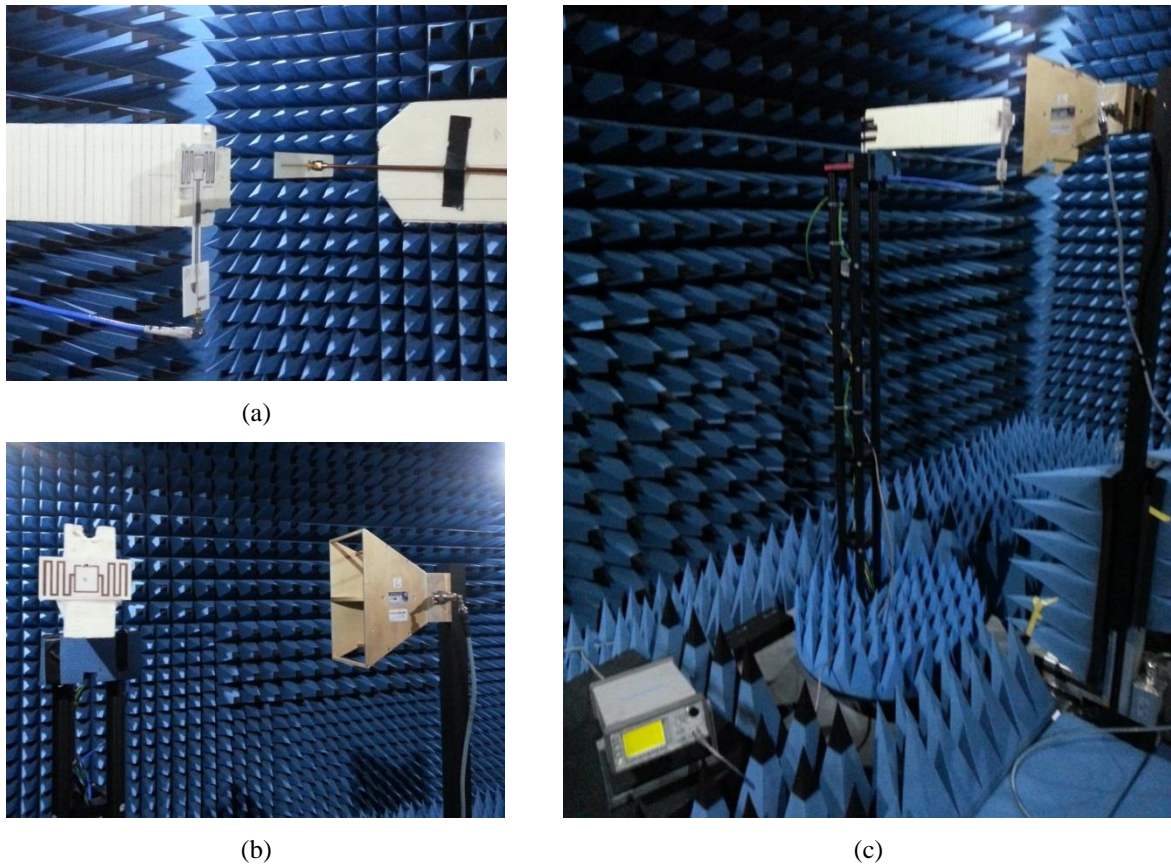


Fig. 4-12 – Photographies de la configuration de mesure. En (a) l'antenne dipôle et l'antenne tag avec transformateur d'impédances; (b) antenne cornet et tag en détail et (c) mesure de la  $P_{ab}$  avec antenne lecteur de type cornet.

Les résultats de la PMA sont présentés sur la Fig. 4-13 pour la fréquence 868 MHz.

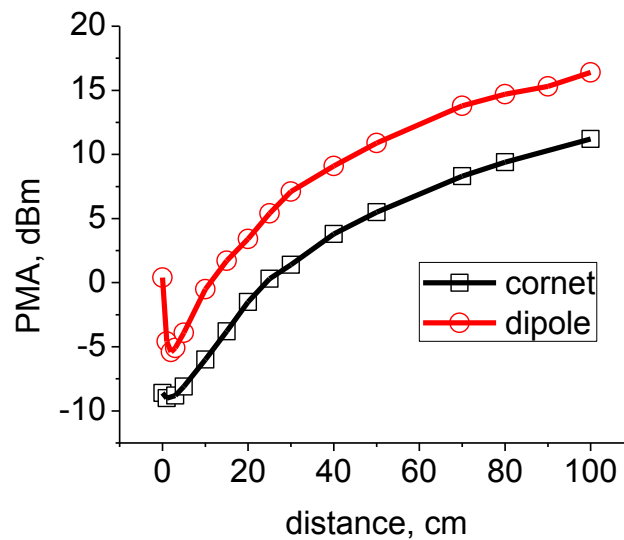


Fig. 4-13 – Puissance minimale d'activation du tag avec une antenne lecteur du type cornet et du type dipôle à 868 MHz [4.12].

Comme nous pouvons l'observer sur cette figure, en termes de PMA, l'antenne cornet présente une meilleure performance par rapport à l'antenne dipôle. Ce résultat peut être expliqué par le fait que l'antenne cornet a un gain plus important et une meilleure directivité comparés à l'antenne dipôle.

A partir des valeurs de mesures de  $P_{ab}$  et  $P_{lecteurs}$ , l'ETP a été calculée pour les deux antennes lecteurs en utilisant l'équation (4.4). Les résultats du calcul de l'ETP sont présentés dans la Fig. 4-14.

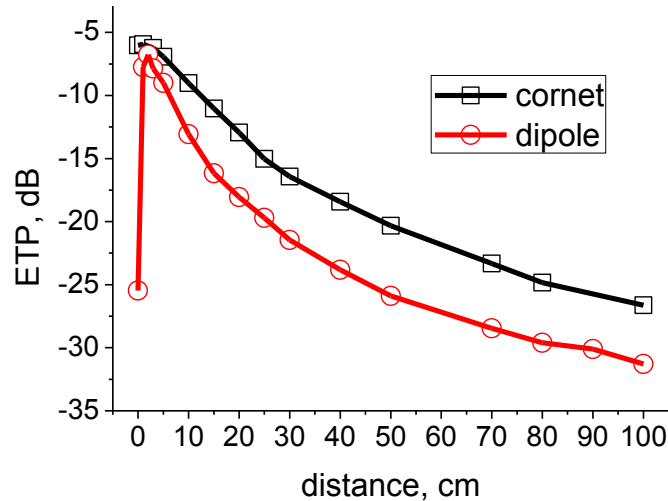


Fig. 4-14 – L'ETP à la fréquence 868 MHz utilisant une antenne lecteur du type cornet et du type dipôle [4.12].

Les résultats de la Fig. 4-14 montrent que dans la zone de champ proche réactif ( $d < 5$  cm) les niveaux d'ETP, pour les deux antennes lecteurs considérées, sont tout à fait comparables. En conséquence, dans cette zone le type de l'antenne lecteur ne présente pas d'avantage à l'ETP, au moins avec les deux types d'antennes considérés et à l'exception du point  $d = 0$  cm. Dans la zone de champ lointain ( $d \geq 30$  cm), nous observons que l'ETP correspond au bilan de liaison défini par l'équation de Friis. Avec la Fig. 4-15, cette correspondance est vérifiée : nous avons comparé les courbes d'ETP avec le facteur de pertes dans l'espace libre (ou  $P_{loss} - Path loss$ ). L'évanouissement proportionnel à  $1/d^2$  est bien observé et nous avons vérifié que dans cette zone les courbes sont séparées par la différence entre leurs gains.

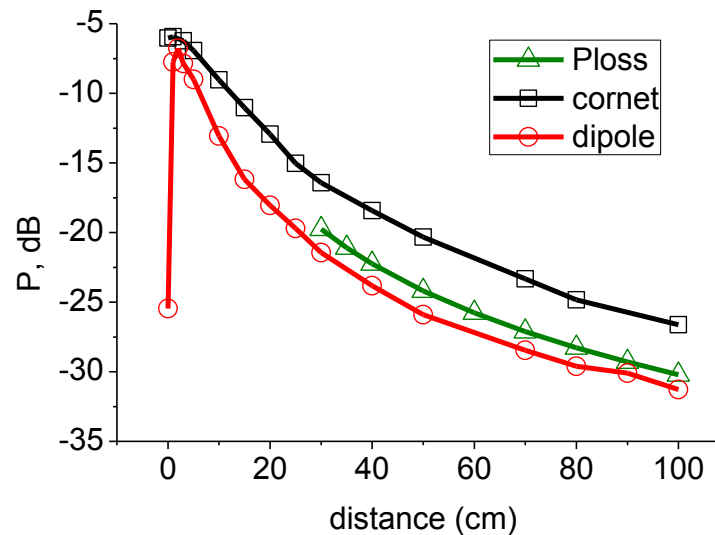


Fig. 4-15 – Comparaison entre l'ETP et le facteur de pertes dans l'espace libre pour la fréquence 868 MHz.

Le niveau de puissance absorbée par l'antenne du tag mesuré avec le transformateur lorsque la puissance d'émission est réglée à la valeur de PMA pour chaque distance est présenté dans la Fig. 4-16(a). Cette analyse nous permet de mieux évaluer le transfert de puissance dans la zone de champ proche. Avec l'antenne dipôle, la puissance  $P_{ab}$  est plus sensible au couplage dans la zone de champ proche. Ce comportement est dû au fait que dans cette zone la taille de l'antenne tag par rapport à l'antenne dipôle n'est pas négligeable. De ce fait, les effets de couplages mutuels entre les antennes, plus difficilement prévisibles, sont plus importants tels qu'observé. Cet effet est moins marqué avec l'antenne cornet parce que sa zone de champ proche réactive est plutôt concentrée dans sa cavité ce qui l'a rend moins sensible aux effets de couplages mutuels dans cette zone.

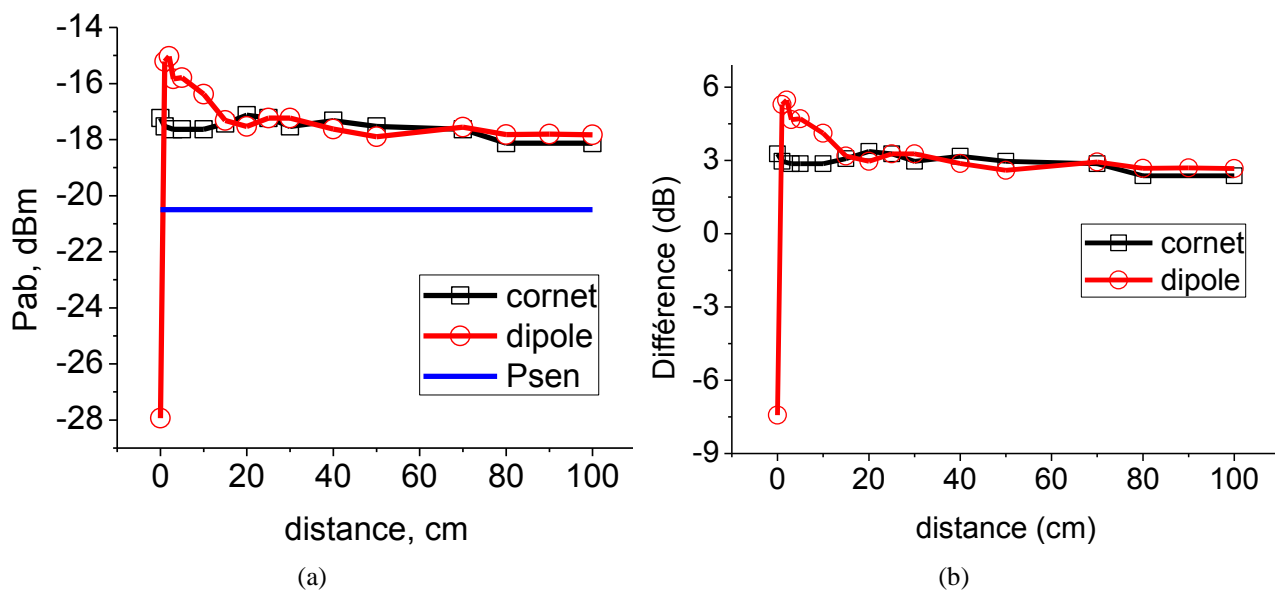


Fig. 4-16 – (a) Puissance reçue par le tag à 868 MHz comparée à la puissance  $P_{sensibilité}$  de la puce. En (b) la différence entre la puissance reçue et la puissance  $P_{sensibilité}$ .

La Fig. 4-16(a) permet également de comparer le niveau de puissance récupérée par l'antenne par rapport à  $P_{sens}$  de la puce. Comme représenté sur la Fig. 4-16(b) nous avons une différence autour de 3 dB entre  $P_{ab}$  et  $P_{sens}$ . Cette différence peut être justifiée notamment par les pertes de 3 dB entre les lignes CPS que nous avons considérées lors du processus de simulation. Mais cet écart est aussi présent en raison de l'adaptation entre l'antenne du tag et sa puce, et des pertes dues aux effets parasites de la soudure de la puce.

## 4.4 Impédance mutuelle

Dans le paragraphe 4.2 nous avons présenté les éléments principaux pour comprendre le mécanisme de couplage entre les antennes du lecteur et du tag d'un système RFID UHF. Nous avons pu observer qu'un bon niveau de couplage entre les antennes établit un bon transfert de puissance. Les facteurs clés pour améliorer le couplage entre les antennes ont été discutés et nous observons que la surface de l'antenne du tag joue un rôle très important pour ce paramètre. Dorénavant, nous nous intéressons à connaître l'effet du couplage sur la performance de l'antenne du lecteur afin d'analyser comment l'antenne lecteur répond quand un niveau important de couplage est établi avec l'antenne tag.

En d'autres mots ce que nous souhaitons analyser dans cette partie concerne les effets mutuels entre les deux antennes qui peuvent être traduits par les variations sur l'impédance d'entrée de l'antenne lecteur. Ces variations sont le résultat de l'impédance mutuelle créée entre les deux antennes. Cette impédance est définie comme la tension de circuit ouvert présente dans la première antenne ( $V_1$ ) divisée par le courant fourni à la seconde antenne ( $I_2$ ) [4.16]:

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (4.7)$$

où  $Z_{12}$  indique l'impédance mutuelle sur l'antenne 1 due au courant sur l'antenne 2. Afin de mieux illustrer les relations mutuelles entre deux antennes, nous les représentons tel qu'un réseau à deux ports comme présenté dans la Fig. 4-17.



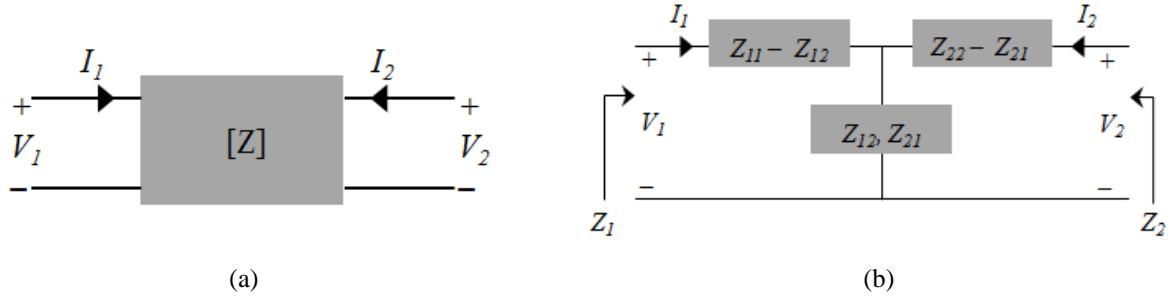


Fig. 4-17 – (a) Représentation des antennes dans un réseau de 2 ports et (b) représentation du couplage entre les deux antennes à partir des impédances mutuelles  $Z_{12}$  et  $Z_{21}$ , [2.1].

Les impédances  $Z_{11}$  et  $Z_{22}$  font référence, respectivement, à l'impédance de l'antenne 1 et de l'antenne 2, lorsque les antennes se trouvent dans l'espace libre sans présence d'objets.  $Z_{11}$  et  $Z_{22}$  sont aussi appelées impédances propres de l'antenne (*self-impedance*). Les impédances  $Z_{12}$  et  $Z_{21}$  sont les impédances mutuelles et  $Z_1$  et  $Z_2$  les impédances vues respectivement à partir du port 1 et du port 2.  $Z_1$  et  $Z_2$  peuvent également être interprétées comme l'impédance d'entrée de l'antenne sous la présence d'une autre antenne ou d'éléments perturbateurs en sa proximité.

Les relations de tension et de courant du circuit de la Fig. 4-17(b) sont définies par :

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (4.8)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (4.9)$$

Si l'antenne 2 est chargée avec une charge  $Z_2^L$  la tension sur le port 2 peut être écrite comme :

$$V_2 = -Z_2^L I_2 \quad (4.10)$$

Si on remplace (4.10) dans (4.9) le courant  $I_2$  est indiqué par :

$$V_2 = -Z_2^L I_2 \quad (4.11)$$

Maintenant en remplaçant (4.11) dans (4.8) et en divisant par  $I_1$  on obtient, [4.16] :

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_1 = Z_{11} - \frac{(Z_{12})^2}{Z_{22} + Z_2^L} \quad (4.12)$$

A partir de cette approche nous pouvons observer que l'impédance d'entrée de l'antenne 1 en présence d'une autre antenne dépend des impédances propres des deux antennes ( $Z_{11}$  et  $Z_{22}$ ), de l'impédance mutuelle ( $Z_{12}$ ) et de la charge sur les terminaux de l'antenne 2.

Dans cette étude, pour analyser les modifications apportées par le couplage nous avons choisi d'évaluer l'impédance d'entrée de l'antenne du lecteur lorsque le tag est à proximité. A partir de cette analyse nous pouvons identifier les effets de couplage mutuel entre les antennes. Deux types de tag (Fig. 4-18) ont été utilisés dans l'expérimentation, le tag 9640 (tag de la famille champ lointain) et le tag 9629 (tag de la famille hybride).





Fig. 4-18 – Tags utilisés lors du test de l'impédance mutuelle, ALN 9629 et ALN 9640 respectivement.

Les deux tags ont été choisis afin d'établir un niveau de couplage élevé avec le tag 9640, et bas avec le tag 9629. Pour l'antenne lecteur, deux antennes ont été utilisées (Fig. 4-19) : une antenne commerciale dédiée aux applications RFID UHF en champ lointain appelée « M6 » de dimensions 31 cm × 31 cm et adaptée à toute la bande RFID UHF (plus d'informations dans l'Annexe B : ) ; la deuxième antenne est dédiée aux applications champ proche adaptée à la bande RFID UHF EU (il s'agit de l'antenne méandre CPW présentant les caractéristiques présentées dans la section 2.2.1.2.1).

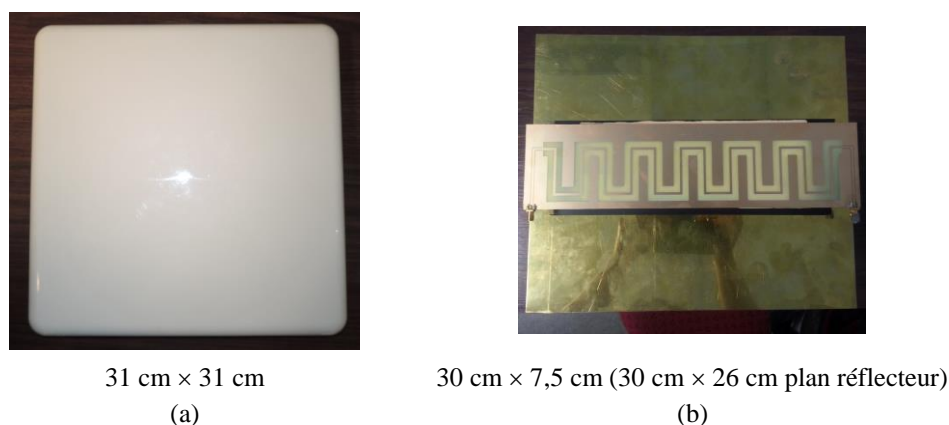


Fig. 4-19 – Photographies des antennes lecteurs utilisées lors du test de l'impédance mutuelle : (a) antenne M6 et (b) antenne méandre CPW.

Le Tableau 4-4 présente les limites des zones de champs pour les antennes lecteurs et la Fig. 4-20 le paramètre  $S_{11}$  des antennes représenté dans la bande de fréquences RFID UHF.

TABLEAU 4-4 – DEFINITION DES ZONES DE CHAMPS DES ANTENNES LECTEURS.

Antenne lecteur	Fréquence (MHz)	Champ proche réactif	Champ lointain
<b>M6</b>	868	18,2 cm	55,6 cm
	915	18,7 cm	58,6 cm
<b>Antenne méandre CPW</b>	868	16,7 cm	49,8 cm
	915	17,2 cm	52,5 cm

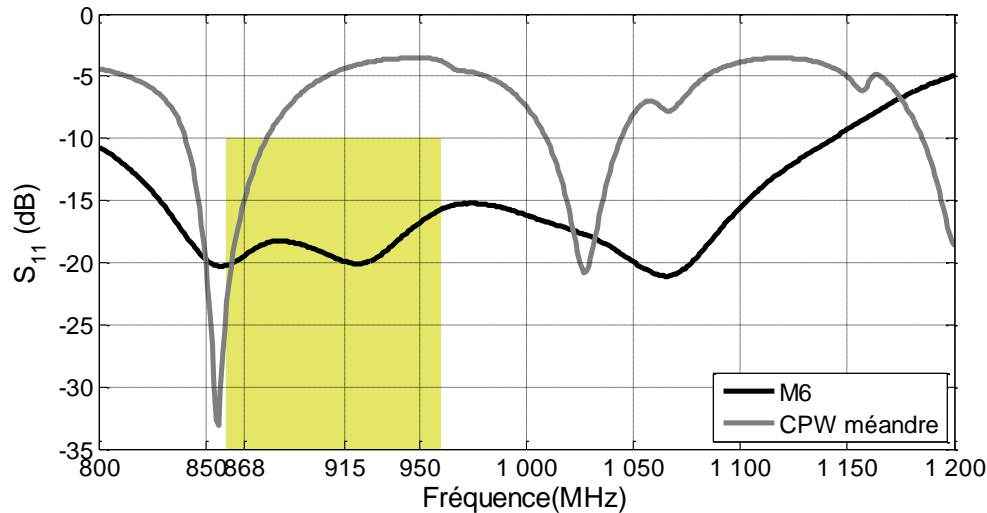


Fig. 4-20 – Paramètre  $S_{11}$  mesuré des antennes M6 et méandre CPW. En jaune la bande de fréquence RFID UHF.

#### 4.4.1 Procédure du test

La procédure de mesure consiste à mesurer le paramètre  $S_{11}$  de l'antenne lecteur lorsque le tag est placé devant l'antenne, puis calculer l'impédance d'entrée de l'antenne à partir du  $S_{11}$  mesuré. Pour cela nous avons utilisé le VNA, tel qu'illustré sur la Fig. 4-21. La position du tag a été variée dans une plage de distances allant de 0 à 100 cm. A noter que la distance 0 cm correspond à la configuration dans laquelle les deux antennes (lecteur et tag) sont en contact sur toutes leurs surfaces. La mesure consiste en trois étapes :

- 1) Mesure du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne lecteur à vide ( $S_{11\text{vide}}$ ) : pour cette étape, l'antenne lecteur est placée dans la chambre anéchoïque à vide (Fig. 4-20) ;
- 2) Mesure du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne lecteur chargée par le support ( $S_{11\text{sup}}$ ) : le support sur lequel le tag sera attaché est placé dans la chambre sur le système de déplacement linéaire. La mesure du paramètre  $S_{11}$  est prise pour chaque distance de mesure.
- 3) Mesure du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne lecteur chargée par le support et le tag ( $S_{11\text{total}}$ ) : le tag est attaché au support et à nouveau la mesure du paramètre  $S_{11}$  est réalisée pour chaque distance afin de prendre en compte la contribution du tag.

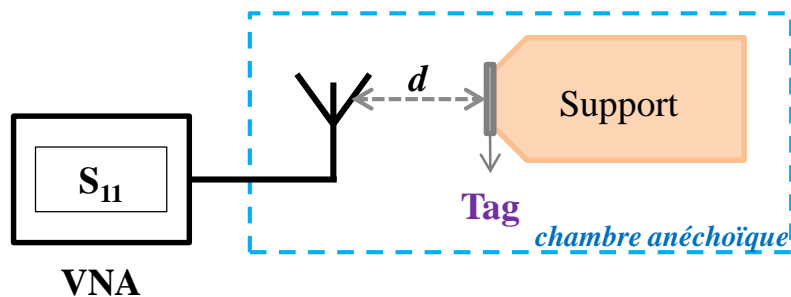


Fig. 4-21 – Configuration de mesure pour évaluer l'impédance de couplage.

A partir du paramètre  $S_{11}$  mesuré à chaque étape, les modifications apportées par la présence du tag peuvent être trouvées en calculant :

$$S_{11dif} = S_{11vide} - S_{11sup} \quad (4.13)$$

$$S_{11Tag} = S_{11Total} - S_{11dif} \quad (4.14)$$

Et enfin, en utilisant la formule de conversion (3.1) les modifications sur l'impédance d'entrée de l'antenne lecteur peuvent être évaluées. La Fig. 4-22 illustre un exemple de la configuration de mesure avec le tag 9640 et l'antenne M6.

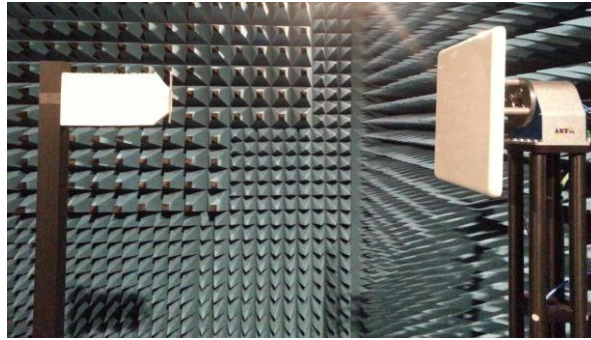


Fig. 4-22 – Photographie de la mesure avec le tag 9640 et l'antenne M6.

#### 4.4.2 Résultats

Dans un premier temps les effets apportés par la présence du support à proximité de l'antenne lecteur sont vérifiés. Les résultats sont présentés par la Fig. 4-23 respectivement pour l'antenne méandre CPW à 868 MHz (Fig. 4-23(a)) et pour l'antenne M6 à 868 MHz et 915 MHz (Fig. 4-23(b)). Nous pouvons constater que le support est un élément perturbateur générant des modifications sur l'adaptation des antennes. Avec l'antenne méandre CPW, sa présence réduit la valeur de l'impédance d'entrée tandis que pour l'antenne M6 les effets apportés par celui-ci s'atténuent avec l'augmentation de la distance. En comparant les modifications apportées aux deux antennes, l'antenne champ proche est moins sensible que l'antenne champ lointain aux conditions environnementales, notamment par la présence du support.

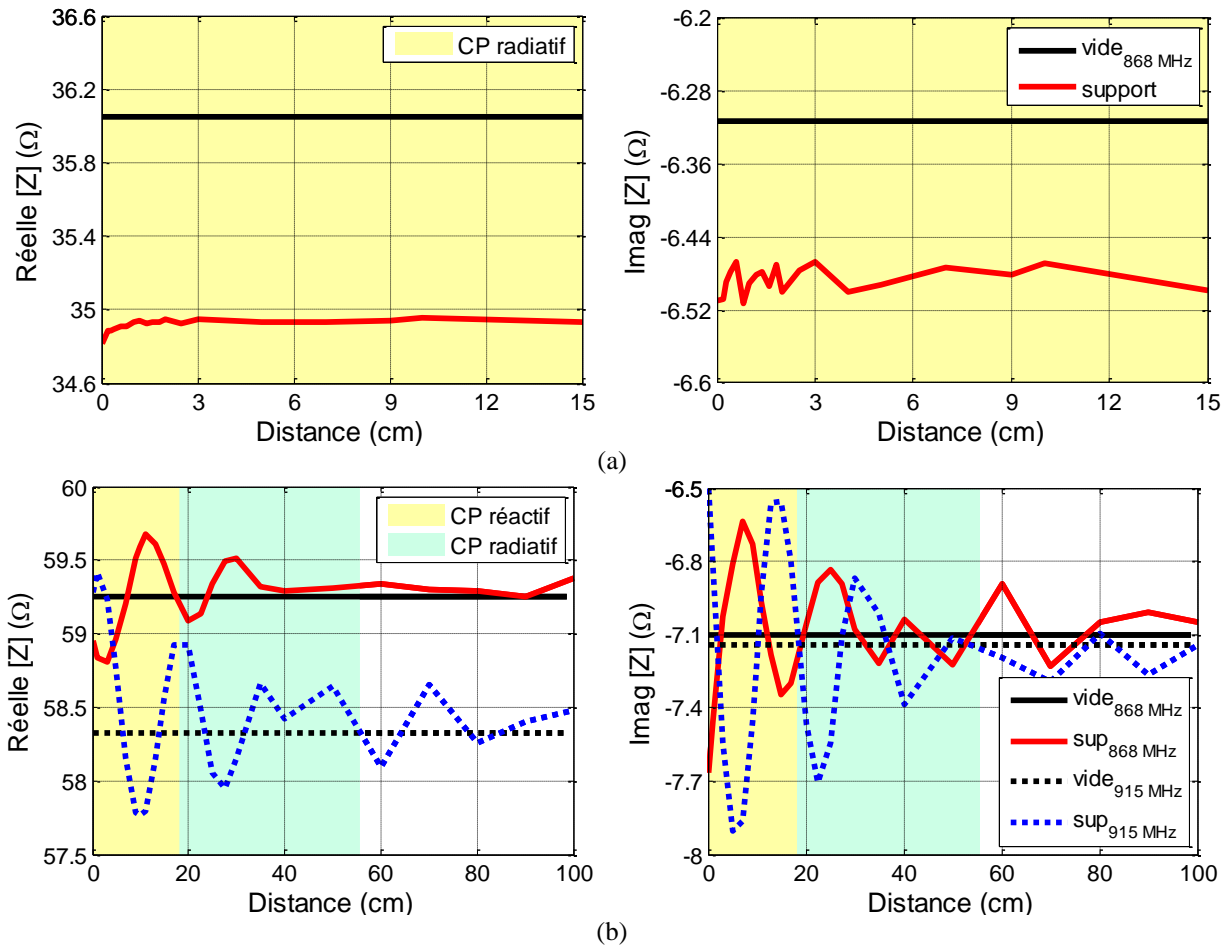
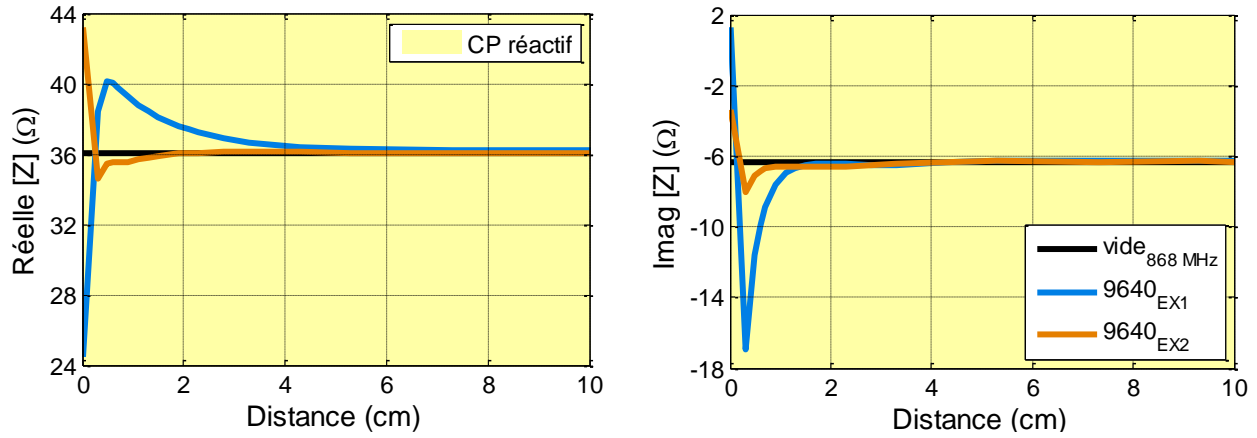


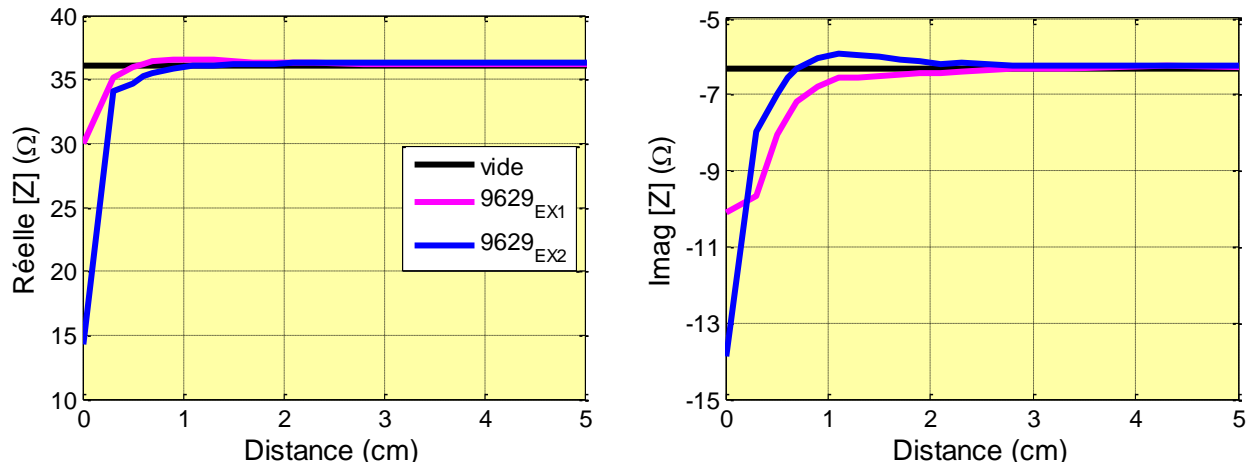
Fig. 4-23 – Comparaison entre l'impédance d'entrée de l'antenne méandre à vide et avec le support pour (a) l'antenne méandre CPW à 868 MHz, et (b) pour l'antenne M6 à 868 MHz et 915 MHz. En bleu clair, la limite des zones de champ proche.

La distance de test avec l'antenne méandre CPW a été réduite par le fait qu'au-delà de 15 cm les perturbations externes n'apportent plus de modifications sur le fonctionnement de l'antenne. Pour l'antenne M6 les perturbations sont plus conséquentes notamment dans la zone de champ proche et à la fréquence 915 MHz. Ces résultats justifient l'importance de l'étape 2 et du calcul (4.12) afin de révéler seulement les contributions apportées par les tags.

Les modifications apportées sur l'impédance d'entrée de l'antenne méandre CPW par la présence du tag 9640 et du tag 9629 sont présentés dans les résultats de la Fig. 4-24. Nous avons utilisé deux exemplaires (EX) de ce tag afin de comparer leurs effets.



(a) Antenne méandre CPW et le tag 9640 à 868 MHz.

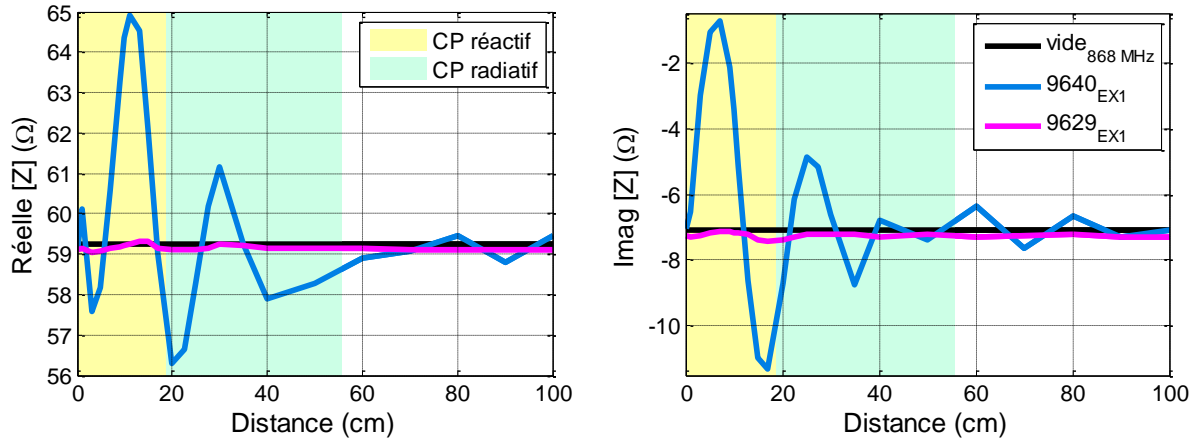


(b) Antenne méandre CPW et le tag 9629 à 868 MHz.

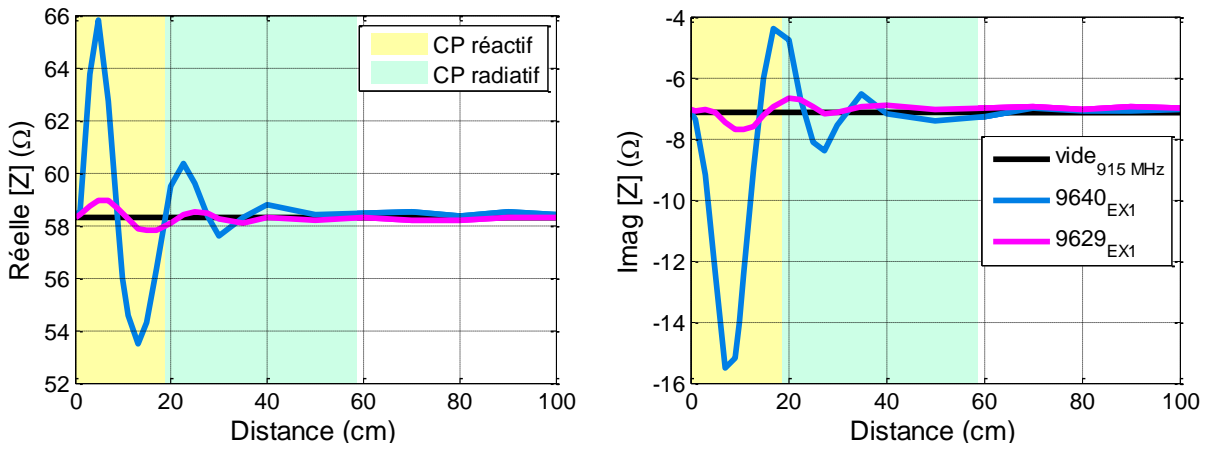
Fig. 4-24 – Modifications apportées à l'antenne méandre CPW par les exemplaires des tags 9640 et 9629 à 868 MHz.

Pour chaque exemplaire du tag 9640, il est observé une modification de l'impédance d'entrée de l'antenne. Il est à noter que celle-ci est différente selon le tag (pourtant de même type) considéré. En effet, le tag « 9640<sub>EX1</sub> » entraîne des modifications plus importantes plus particulièrement sur la partie réelle de l'impédance et sur les courtes distances jusqu'à environ 4 cm. Une explication pourrait provenir des variations liées au processus de fabrication entraînant des adaptations antenne-puce un peu différentes à conséquences sensibles comme observé.

Les résultats avec l'antenne lecteur M6 sont présentés par la Fig. 4-25. Les modifications observées sont plus importantes dans la zone de champ proche réactif pour les deux tags analysés. Les effets mutuels sont clairement plus prononcés avec le tag 9640 ce qui s'explique par sa surface plus large que celle de l'antenne du tag 9629.



(a) M6 avec les tags 9640 et 9629 à 868 MHz.



(b) M6 avec les tags 9640 et 9629 à 915 MHz.

Fig. 4-25 – Modifications apportées par les tags 9640 et 9629 à l'antenne M6 (a)   868 MHz et (b)   915 MHz.

Il est aussi possible de remarquer qu'avec l'augmentation de la fréquence, et donc la longueur d'onde qui diminue, la taille des objets perturbateurs joue un rôle encore plus grand. En conséquence, les perturbations observées pour la fréquence 915 MHz sont plus importantes par rapport à celles observées à 868 MHz.

Les résultats précédents montrent l'influence du tag (ensemble antenne + puce) sur la performance de l'antenne lecteur. Dans la section qui suit, nous nous intéressons à analyser l'effet de l'antenne seule sur l'impédance d'entrée de l'antenne du lecteur.

#### 4.4.3 Contribution de l'antenne du tag

Dans ce paragraphe, nous évaluerons avec spécifiquement l'effet de l'antenne du tag seule (donc sans charge) sur l'impédance d'entrée de l'antenne du lecteur. Deux cas sont analysés : le premier concerne l'antenne du tag sans la puce, et le second est lié à la surface métallique de l'antenne pour réfléchir les ondes provenant du lecteur. Avec le deuxième cas, les effets de réflexion seront plus perceptibles car la configuration du ruban métallique empêche

l'induction d'un courant par les lignes de champ de l'antenne du lecteur et de cette manière les effets mutuels ne sont pas présents. Pour cela, nous avons utilisé un échantillon de chaque tag sans puce, et deux morceaux de ruban métallique de dimensions correspondant à l'antenne des tags 9629 et 9640 (Fig. 4-26). De cette façon, la contribution de l'antenne tag est mise en évidence. La même configuration et la même procédure de mesure décrites dans la section 4.4.1 ont été adoptées pour les nouveaux tests.

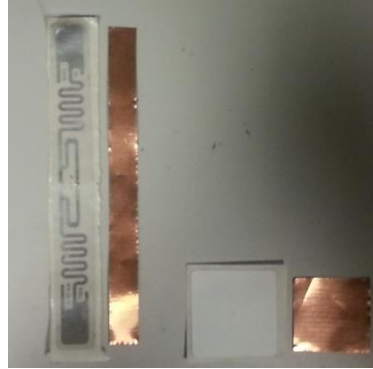


Fig. 4-26 – Photographie des tags sans puce et de du morceau de ruban métallique correspondant.

La Fig. 4-27 présente les résultats de l'impédance d'entrée de l'antenne méandre CPW à l'égard des quatre configurations testées avec le tag 9640 : exemplaire 1 et exemplaire 2 (EX1 et EX2), sans puce (SP) et ruban métallique (métal).

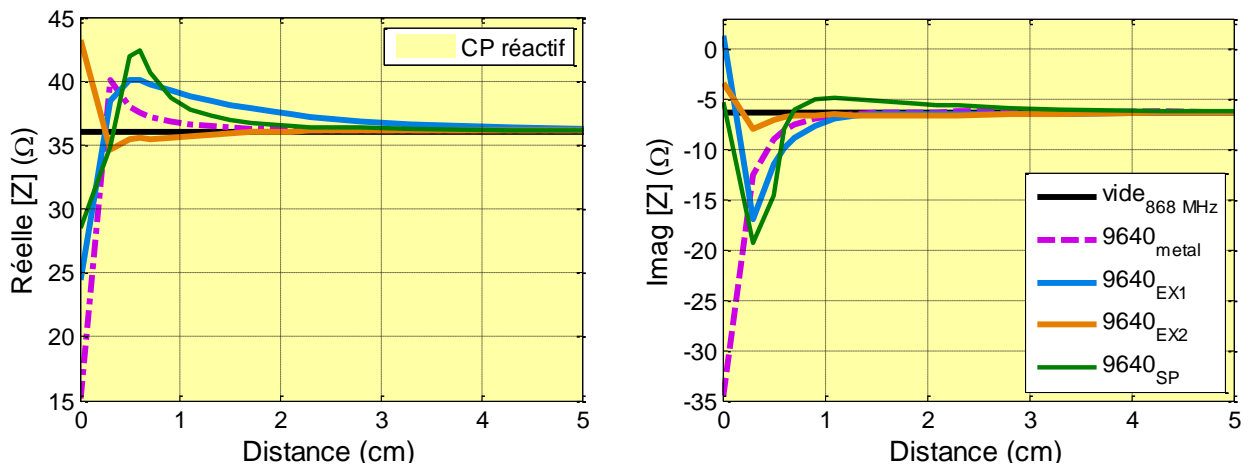


Fig. 4-27 – Antenne méandre CPW à 868 MHz sous la présence du tag 9640 et ses dérivés.

Le même test a été réalisé avec l'antenne M6 et les résultats sont présentés par la Fig. 4-28, avec le tag 9640 (Fig. 4-28(a)) et le tag 9629 (Fig. 4-28(b)).

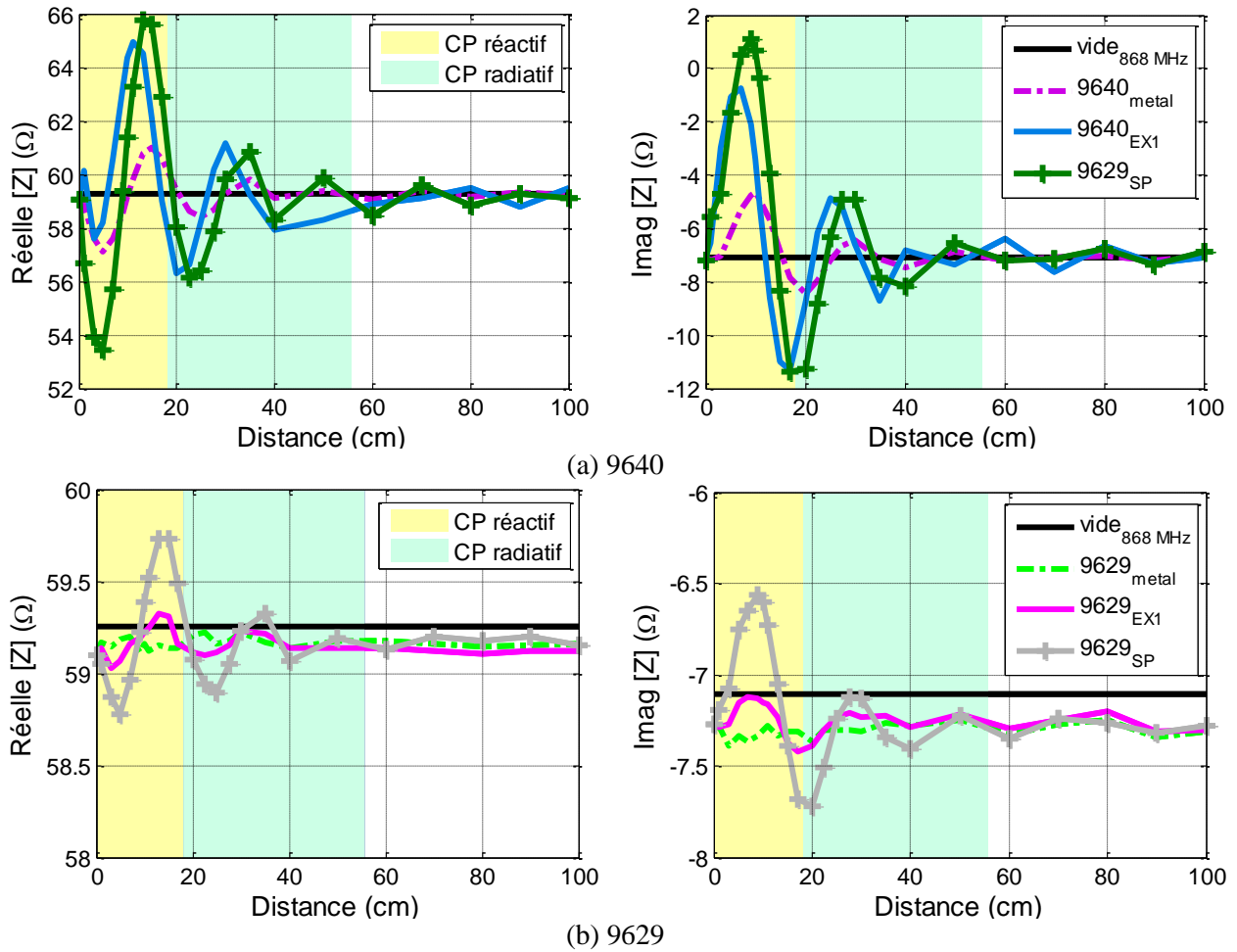


Fig. 4-28 – Antenne M6 à 868 MHz sous la présence du tag (a) 9640 et (b) 9629 et leurs dérivés.

Les tests réalisés montrent que les effets des réflexions produits par le ruban métallique sont moins perturbateurs pour l'impédance d'entrée par rapport à ceux dus à la présence du tag sans puce et ceci dans tous les cas. L'effet des tags sans puce sur l'impédance d'entrée de l'antenne lecteur peut être justifié par le courant induit sur l'antenne du tag qui est plus important lorsque la charge est absente.

#### 4.4.4 Bilan

Les études expérimentales présentées ont permis de bien souligner les effets du couplage mutuel entre antenne du lecteur et antenne du tag, et ont été quantifiées à travers l'impédance d'entrée de l'antenne lecteur. Les résultats présentés montrent que les effets mutuels observés sur l'antenne lecteur méandre CPW sont moins présents que ceux observés avec l'antenne M6 confirmant qu'une antenne dédiée aux applications champ proche est moins susceptible aux perturbations dans son environnement. La deuxième partie de l'étude a montré que les effets mutuels sont plus prononcés lorsque l'antenne du tag est déconnectée de la puce. Comme attendu, c'est évidemment dans la zone de champ proche que les effets mutuels entre antennes du lecteur



et du tag dominant et soulignent l'importance de prendre en considération si possible le contexte applicatif en intégrant lors de la conception les éventuels éléments perturbateurs susceptibles d'être rencontrés afin d'obtenir un comportement plus stable et plus robuste.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les relations de couplage électromagnétique entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag à partir de trois approches différentes concernant la géométrie de l'antenne du tag, le transfert de puissance entre les antennes et les effets mutuels entre éléments rayonnants.

De l'étude sur la performance du couplage électromagnétique en fonction de la géométrie de l'antenne du tag nous pouvons conclure que :

- La surface de l'antenne du tag est le facteur qui influence le plus sur le transfert de puissance, tandis que les caractéristiques géométriques apportent des effets secondaires avec les tags hybrides.
- Une nouvelle méthode de caractérisation des tags RFID UHF basée sur un modèle mathématique de puissance normalisée a été proposée. Cette méthode a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et d'être adaptée à toutes sortes de tags, dont les tags commerciaux. Par extension, elle offre aussi un moyen d'identifier le comportement général de tags inconnus que nous avons choisi de classer en familles.
- Enfin, il est également intéressant de noter qu'en termes de portée de lecture au lieu d'acheter des puces très sensibles (et donc plus onéreuses), il pourrait être judicieux de choisir une antenne tag de large surface appropriée au contexte d'applications et conduisant à des performances semblables.

Dans l'étude concernant le transfert de puissance nous avons proposé une méthode originale pour mesurer et caractériser l'efficacité du transfert de puissance. Cette méthode peut être considérée aussi comme un outil pour déterminer le bilan de puissance dans une application à champ proche et/ou dans un environnement hostile à la propagation des ondes électromagnétiques.

Enfin dans la troisième partie de ce chapitre les effets du couplage électromagnétique sur l'antenne du lecteur ont été étudiés et nous avons montré entre autres que l'antenne conçue pour les applications en champ proche est moins sensible aux effets de couplage.

## 4.6 Références

- [4.1] P. V. Nikitin, K.V.S. Rao, S. Lazar, « An overview of near-field UHF RFID », IEEE International Conference on RFID, pp. 167-174, Mars 2007.
- [4.2] K. Finkenzeller, « RFID Handbook » Wiley, 2010.
- [4.3] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, « Antennas: for all applications», McGraw-Hill, 3rd edition, 2003.
- [4.4] F. Fuschini, C. Piersanti, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, et G. Falciasacca, « Electromagnetic Analyses of near field UHF RFID systems », IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 58, no 5, pp. 1759-1770, May 2010.
- [4.5] Y. S. Chen, S. Y. Chen and H. J. Li, « Analysis of antenna coupling in near-field communication systems », IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 58, no 10, pp. 3327-3335, October 2010.
- [4.6] T. S. Bird, N. Rypkema eand K. W. Smart, «Antenna Impedance matching for maximum power transfer in wireless sensor networks», IEEE Sensors 2009, pp. 916-919, October 2009.
- [4.7] Q. Chen, K. Ozawa, Q. Yuan and K. Sawaya, « Antenna characterization for wireless power-transmission system using near-field coupling », IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 54, no. 4, August 2012.
- [4.8] M. Zargham and P. G. Gulak, « Maximum achievable efficiency in near-field coupled power-transfer systems”, IEEE Trans. Biomedical Circuits and System », vol. 6, no 3, pp. 228-245, May 2012.
- [4.9] Alien Technology, disponible sous l’adresse: <http://www.alientechnology.com>.
- [4.10] Smartrac, disponible sous l’adresse: <http://www.smartrac-group.com/>.
- [4.11] A.C. de Souza, Y. Duroc, T.P. Vuong et A. Luce, « Normalized power calculation to UHF RFID passive tags characterization », IEEE Brasil RFID, pp. 54-56, September 2014.
- [4.12] A.C. de Souza, Y. Duroc, T.P. Vuong et A. Luce, « Quantitative evaluation of power transfer efficiency of UHF RFID passive systems», Electronics Letters, vol. 51, no 12, pp. 932-933, June 2015.
- [4.13] R. W. Lewallen, « Baluns: what they do and how they do it », ARRL Antenna Compendium, vol. 1, pp 157-164, 1985.
- [4.14] Y. Quian and T. Itoh, « A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition », IEEE APMC, vol. 2, pp. 609-612, December 2012.
- [4.15] D. S. Woo, Y.-K. Cho, and K. W. Kim, « Balance analysis of microstrip-to-CPS baluns and its effects on broadband antenna performance », International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2013, pp.1-9, 2013.
- [4.16] W.L. Stutzman, G. A. Thiele, « Antenna theory and design », 2nd edition, John Wiley and Sons, 1998.



# Conclusions et perspectives

<b>Conclusions générales et perspectives.....</b>	<b>164</b>
Conclusions générales.....	164
Perspectives.....	165

# Conclusions générales et perspectives

## Conclusions générales

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été consacrés à l'étude des systèmes UHF RFID en zones de champ lointain et de champ proche. Dans le premier chapitre, les principes généraux de la technologie RFID ont été présentés afin de définir et d'identifier les éléments essentiels de cette technologie. Un état de l'art sur les méthodes de caractérisation de la RFID UHF dans les zones de champ proche et de champ lointain a été également proposé. Nous avons constaté qu'en zone de champ proche la majorité des méthodes de caractérisation sont limitées à des études théoriques où les antennes sont alors suffisamment simples pour pouvoir déterminer analytiquement leurs distributions de courant et à des études par simulation via des logiciels de calcul électromagnétique.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une étude sur les caractéristiques des champs électromagnétiques rayonnés par une antenne afin de souligner de façon approfondie le comportement et les propriétés des champs dans les zones de champ lointain et de champ proche. Cette étude a notamment permis d'identifier des paramètres clés pour la conception d'antennes performantes en zone de champ proche pour des applications RFID UHF. Deux topologies d'antennes lecteurs ont été proposées : une antenne combinant un patch et une boucle segmentée ; et une antenne à ondes progressives réalisée à partir d'une ligne CPW en forme de méandres. Ces deux antennes ont été validées et évaluées par des tests de cartographie d'activation de plusieurs tags pour différentes distances et orientations.

Le troisième chapitre s'est focalisé sur la conception des antennes des tags RFID UHF passifs. Nous avons proposé deux designs de tags dédiés aux applications champ proche et champ lointain avec entre autres pour objectif d'obtenir une puissance d'activation pour les deux zones dans une bande de fréquences relativement large. Nous avons ensuite étudié et caractérisé le comportement non linéaire de l'impédance d'entrée des puces RFID UHF, impédance qui varie selon la puissance incidente et la fréquence. A partir de cette étude, nous avons mis en évidence que les approches de conception classiques, visant l'adaptation de l'antenne du tag à l'impédance de sa puce, en se basant sur les données constructeur ne sont pas des plus optimales puisque l'adaptation ne tient alors pas compte du contexte applicatif. Ainsi comme souligné, la mesure de

l'impédance d'entrée de la puce est un passage obligatoire pour concevoir une antenne de tag optimale. Dans ce sens, nous avons conçu et caractérisé plusieurs prototypes d'antennes basés sur les mêmes caractéristiques (bandes de fréquence, géométrie, dimensions, etc.) mais adaptés à l'impédance d'entrée de la puce pour plusieurs niveaux de puissance (faible, intermédiaire et élevé). Entre autres, il a été noté que lorsque l'adaptation correspond à un niveau élevé de puissance la surface équivalente radar différentielle est plus élevée (c'est-à-dire indice de modulation plus grand et donc détection des niveaux binaires plus aisée) tandis que lorsque l'adaptation correspond à un niveau faible de puissance la distance de lecture était plus importante.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous nous sommes focalisés sur l'étude du couplage électromagnétique entre les antennes du tag et du lecteur en zone de champ proche. Extraits de la littérature, plusieurs paramètres ou métriques permettant de caractériser ou de quantifier le couplage électromagnétique ont été soulignés comme le transfert de puissance ou son efficacité, rapport entre puissance disponible à l'antenne du lecteur et puissance absorbée par l'antenne du tag. Une campagne de mesures basée sur plusieurs tags commerciaux et leur caractérisation en termes de puissance d'activation minimale normalisée par rapport à une distance donnée a abouti à proposer une méthode de classification des tags hybrides et champ lointain auquel a été adjointe un modèle mathématique traduisant un comportement global sous forme de gabarit. Ensuite nous avons proposé et expérimenté une méthode permettant d'accéder par des mesures à la puissance captée effectivement par la puce (une première à notre connaissance), et ainsi remonter à l'évaluation de l'efficacité du transfert de puissance. La dernière étude s'est intéressée au couplage mutuel entre antenne du lecteur et antenne du tag à travers l'impédance d'entrée vue du lecteur. Deux antennes lecteurs et plusieurs tags RFID UHF ont été considérés pour les mesures mettant notamment en évidence une moins grande sensibilité en regard de ce critère pour l'antenne lecteur champ proche.

## Perspectives

Les travaux menés dans cette thèse visent à proposer de nouvelles approches d'une part pour concevoir des antennes lecteurs et des antennes tags performantes en zones de champ lointain et/ou proche, et d'autre part, pour caractériser les performances des systèmes RFID UHF en champ proche, systèmes constitués de lecteurs et de tags soit classiques soit spécifiques. A

partir des études présentées et des résultats obtenus, plusieurs axes de prolongement des travaux se dégagent.

Concernant la caractérisation de l'impédance d'une puce RFID il serait souhaitable d'investiguer plus précisément les variations de l'impédance correspondant à l'état de réflexion comme cela a été détaillé pour l'impédance correspondant à l'état d'absorption, afin de pouvoir prendre en compte toutes les spécificités de la puce pour concevoir l'antenne du tag et même le système complet (lecteur inclus) de façon encore plus optimale.

La caractérisation de l'efficacité du transfert de puissance (comme les aspects introduits quant à la classification des tags en mode opératoire) pourrait être complétée en considérant un environnement intégrant la présence d'objets constitués de différents types de matériaux (plastique, verre, métal, etc.) et ainsi permettre d'évaluer l'influence de ces éléments perturbateurs et d'en tirer des directives de conception plus spécifiques au domaine applicatif visé. Dans ce sens, d'autres types d'antennes de tags pourraient alors être imaginés dédiées à des environnements donnés. Par ailleurs un transformateur d'impédances plus flexible que celui proposé, constitué d'éléments discrets réglables donnerait plus de flexibilité et serait adapté à différents types d'antennes tags.

Plus généralement, la RFID UHF bien qu'implantée aujourd'hui dans plusieurs applications restent une technologie en forte évolution. Par exemple, l'un des axes prometteurs concerne la communication entre tags (« tag-to-tag communications ») introduit et validé expérimentalement récemment par Pavel Nikitin. Dans ce contexte où le tag démodule les informations à l'aide de dispositifs passifs (détecteurs d'enveloppe vs. démodulateurs I/Q des lecteurs), il a été montré que l'indice de modulation limite les performances. Ainsi, les résultats présentés autour du tag « haut » pourraient être exploités pour ce type d'applications. Un autre exemple concerne le développement des réseaux de capteurs pour lesquels la RFID offre des possibilités pour des réseaux à échelles variables (fonctionnement en zone de champ lointain mais aussi en zone de champ proche) : le tag intégrant un capteur déporté ou des capacités de capture d'informations. Disposer d'informations précises sur l'énergie effectivement captée par le tag ou sur l'effet d'un matériau à proximité du tag sera un enjeu essentiel pour ce type d'applications.

# Annexes

<b>Annexe A : Informations supplémentaires sur la distribution de champs E et H</b>	<b>168</b>
.....	
A.1 Equations en coordonnées rectangulaires .....	168
A.2 Principe de la dualité électromagnétique .....	170
<b>Annexe B : Banc de test.....</b>	<b>172</b>
B.1 Configuration mono-statique ou bi-statique .....	172
B.2 Système de déplacement linéaire à trois axes $x$ - $y$ - $z$ .....	173
B.3 Antenne de référence lecteur .....	174
B.4 Antenne lecteur « M6 » .....	174
<b>Annexe C : Caractéristiques géométriques des antennes tags conçues .....</b>	<b>176</b>
C.1 Premier design .....	176
C.2 Second design .....	176
C.3 Tag « T2 ».....	177
C.4 Tag « dipôle plié » .....	178
<b>Références.....</b>	<b>179</b>



# Annexe A : Compléments quant à la distribution des champs E et H

## A1. Equations de passage des champs E et H en coordonnées rectangulaires

Les relations de passage des coordonnées sphériques aux coordonnées cartésiennes des champs électrique et magnétique sont rappelées ci-dessous.

$$H_x = H_z = 0 \quad (2.22a)$$

$$H_y = H_\phi \cos \theta \quad (2.22b)$$

$$E_x = E_r \sin \theta + E_\theta \cos \theta \quad (2.23a)$$

$$E_z = E_r \cos \theta - E_\theta \sin \theta \quad (2.23b)$$

$$E_y = 0 \quad (2.23c)$$

Les expressions des champs (2.8a)-(2.9c) exprimées en coordonnées cartésiennes ont permis de représenter les graphiques présentés par les figures Fig. 2-3 – Fig. 2-5. Les figures qui suivent (Fig. A-1-Fig. A-3) complètent les précédentes en présentant la partie imaginaires des champs.

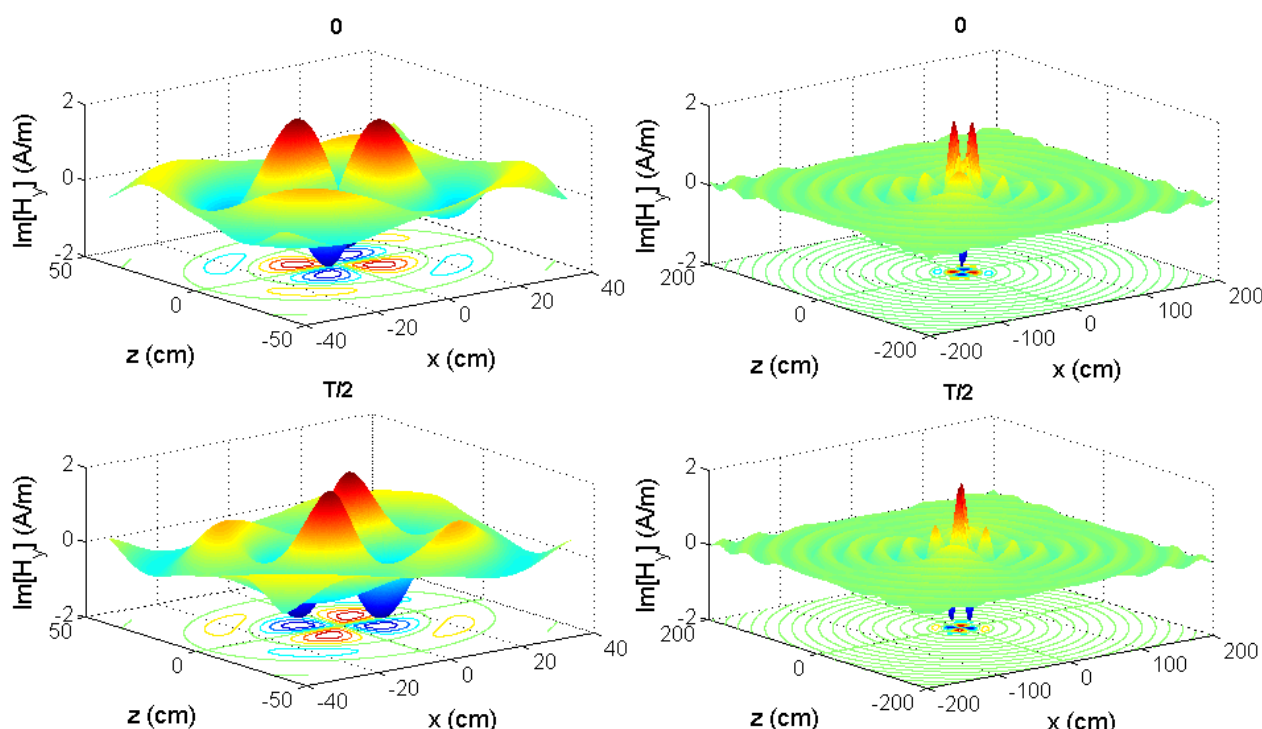


Fig. A-1 – Variation de la partie imaginaire de la composante  $H_y$  pour les temps 0 et  $T/2$  dans les zones de CP et CL.

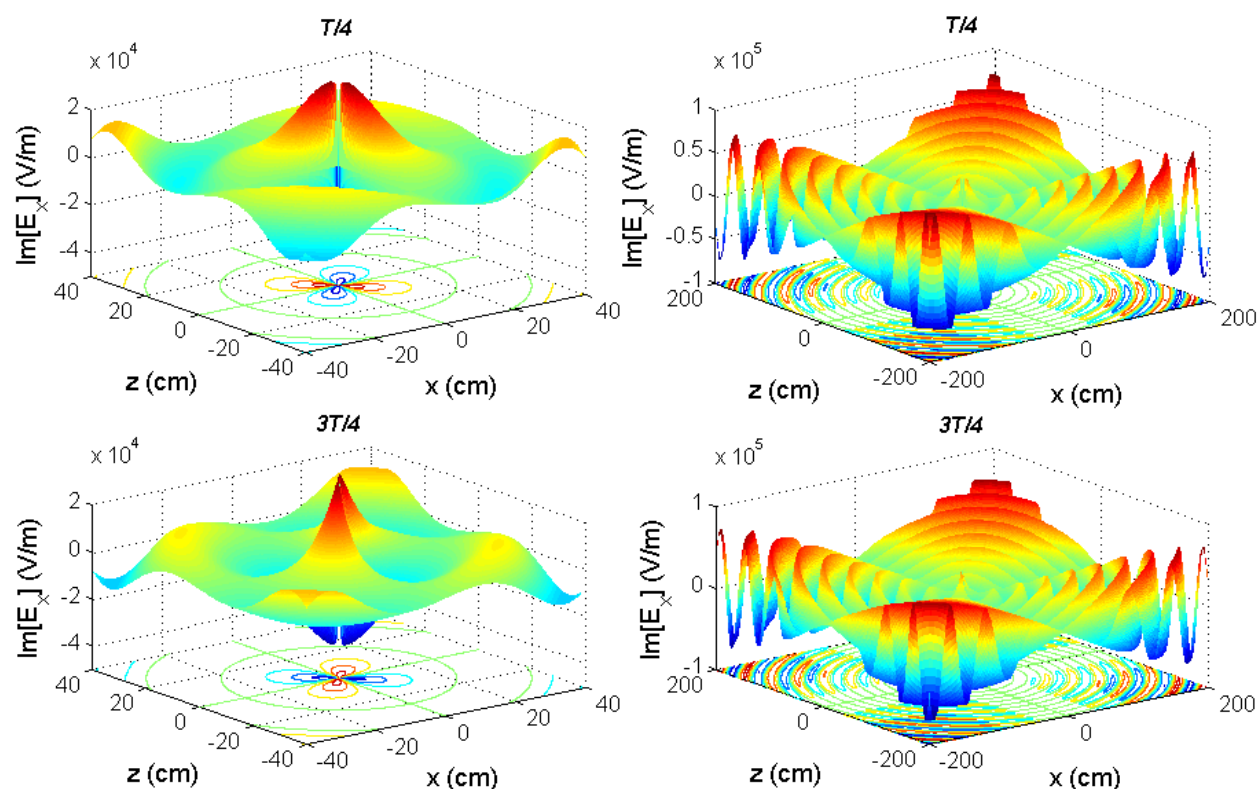


Fig. A-2 – Variation de la partie imaginaire de la composante  $E_x$  pour les temps  $T/4$  et  $3T/4$  dans les zones de CP et CL.

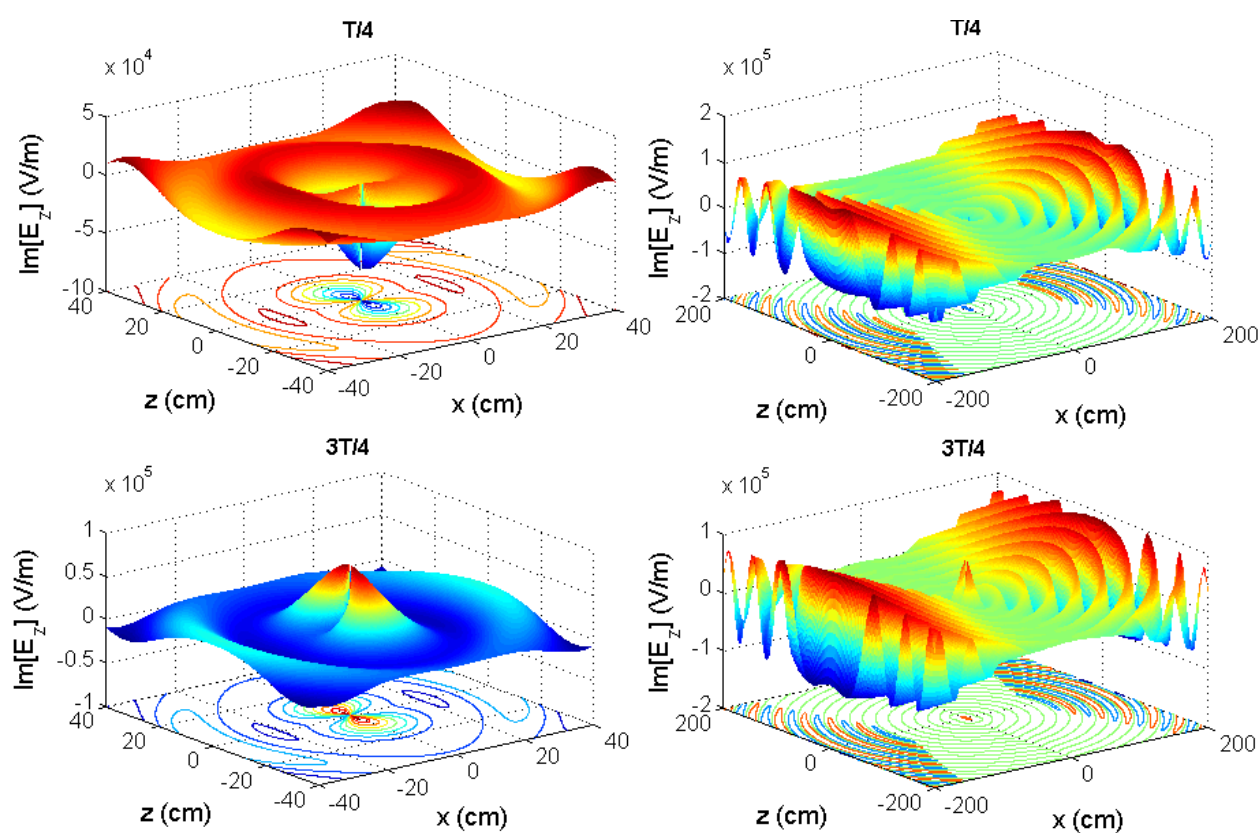


Fig. A-3 – Variation de la partie imaginaire de la composante  $E_z$  pour les temps  $T/4$  et  $3T/4$  dans la zone de CP et CL.

## A2.Principe de la dualité électromagnétique

Le principe de la dualité explique que dans un système possédant deux équations (*équation 1* et *équation 2*) de formats mathématiques identiques, pour décrire le comportement de deux variables différentes (*variable 1* et *variable 2*) leurs solutions seront aussi identiques. Les variables qui occupent des positions identiques dans les équations sont appelées des quantités duales. De ce fait, la solution de l'*équation 2*, par exemple, peut être déduite à partir de la solution de l'*équation 1* par substitution de la *variable 1* en *variable 2* dans la solution de l'*équation 1*.

Dans les problèmes électromagnétiques, les deux grandeurs principales, le champ magnétique et le champ électrique sont duales. Nous pouvons donc déduire avoir des équations ainsi que des variables duales par simple comparaison des équations qui décrivent le comportement des champs électrique et magnétiques. Le Tableau A-1 et le Tableau A-2 résument les équations et les variables électromagnétiques duales. Le Tableau A-3 fournit la définition des variables introduites dans le Tableau A-1 et le Tableau A-2.

TABLEAU A-1 – DUALITE DANS LES EQUATIONS ELECTROMAGNETIQUES.

Sources électriques ( $\mathbf{J} \neq 0, \mathbf{M} = 0$ )	Sources magnétiques ( $\mathbf{J} = 0, \mathbf{M} \neq 0$ )
$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}$	$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon\mathbf{E}$
$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon\mathbf{E} + \mathbf{J}$	$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\varepsilon\mathbf{H} - \mathbf{M}$
$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$	$\nabla \cdot \mathbf{B} = \rho_m$
$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$	$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0$
$\nabla \cdot \mathbf{J} = -j\omega\rho$	$\nabla \cdot \mathbf{M} = -j\omega\rho_m$
$\nabla^2 \mathbf{A} + \beta^2 \mathbf{A} = -\mu\mathbf{J}$	$\nabla^2 \mathbf{F} + \beta^2 \mathbf{F} = -\varepsilon\mathbf{M}$
$\mathbf{A} = \iiint_V \mu\mathbf{J} \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dv$	$\mathbf{F} = \iiint_V \varepsilon\mathbf{M} \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dv$
$\mathbf{H} = \mu^{-1} \nabla \times \mathbf{A}$	$\mathbf{E} = -\varepsilon^{-1} \nabla \times \mathbf{F}$
$\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} + (j\omega\mu\varepsilon)^{-1} \nabla \nabla \cdot \mathbf{A}$	$\mathbf{H} = -\omega\mathbf{F} + (j\omega\mu\varepsilon)^{-1} \nabla \nabla \cdot \mathbf{F}$

TABLEAU A-2 – DUALITE DANS LES GRANDEURS ELECTROMAGNETIQUES.

Sources électriques ( $J \neq 0, M = 0$ )	Sources magnétiques ( $J = 0, M \neq 0$ )
<b>E</b>	<b>H</b>
<b>H</b>	<b>−E</b>
<b>J</b>	<b>M</b>
<b>A</b>	<b>F</b>
$\varepsilon$	$\mu$
$\mu$	$\varepsilon$
$k$	$k$
$\eta$	$1/\eta$
$1/\eta$	$\eta$

TABLEAU A-3 - DEFINITION DES VARIABLES ELECTROMAGNETIQUES.

Variable	Définition	Variable	Définition
<b>J</b>	Densité de courant électrique	$\varepsilon$	Permittivité du milieu
<b>M</b>	Densité de courant magnétique	$\mu$	Perméabilité du milieu
<b>A</b>	Potentiel vecteur magnétique	$\rho_m$	Densité de charges magnétiques
<b>F</b>	Potentiel vecteur électrique	$\rho$	Densité de charges électriques
<b>B</b>	Densité du flux magnétique	$\beta = k$	Constante de phase
<b>D</b>	Densité du flux de déplacement		

## Annexe B : Banc de test

### B1. Configuration mono-statique ou bi-statique

Dans un système RFID UHF l'antenne du lecteur peut avoir une configuration de type mono-statique ou bi-statique. Pour les mesures de tags RFID ces deux types de configuration sont possibles concernant l'antenne du lecteur. Les mesures en champ lointain sont généralement réalisées en utilisant la configuration bi-statique car cette configuration permet d'offrir une meilleure isolation entre le canal d'émission et le canal de réception ; à condition que les antennes soient suffisamment espacées et qu'une très petite partie du signal émis soit alors transmise à l'antenne de réception. Par contre pour les mesures en champ proche la configuration bi-statique peut s'avérer non adaptée (Fig. B-1(a)). En fait, la distance de mesure et la position du tag, lequel doit être placé dans la zone de champ proche des antennes, entraînent un fort niveau de couplage direct ce que perturbe la mesure.

La solution adoptée a donc été la configuration mono-statique (Fig. B-1(b)) ce qui a éliminé le problème de couplage direct entre les canaux d'émission et de réception pour la mesure en champ proche. L'isolation entre les canaux était alors fonction de l'isolation entre les ports du circulateurs RF.

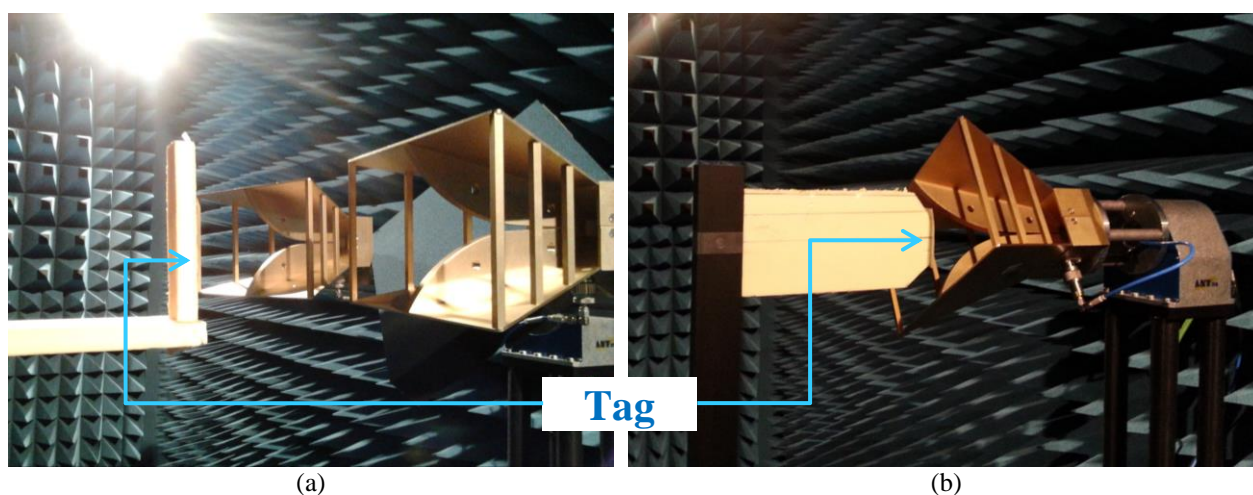


Fig. B-1 – Photographie de la configuration (a) bi-statique et (b) mono-statique pour la mesure avec un tag dans la zone de champ proche.



## B2. Système de déplacement linéaire à trois axes x-y-z

Le système déplacement linéaire que nous avons développé est présenté par la Fig. B-2. Ce système possède deux axes motorisés de déplacement utile de 1000 mm et 500 mm respectivement pour l'axe-x et l'axe-y. Pour l'axe de déplacement manuel, l'axe-z, le déplacement utile est de 500 mm. Ce système a été réalisé avec des axes en aluminium et pour réduire les perturbations provoqués pour ce matériel à la mesure, un support en plastique delrin, attaché à l'axe-y, a été utilisé. Le support en delrin de longueur 130 mm a pour fonction d'éloigner la structure métallique de la zone de mesure. En complément, la structure métallique du système de déplacement a été recouverte par des absorbants RF afin de réduire les perturbations.

Les axes motorisés sont contrôlés et pilotés par le logiciel ANT32 développé par la société CT Systèmes.

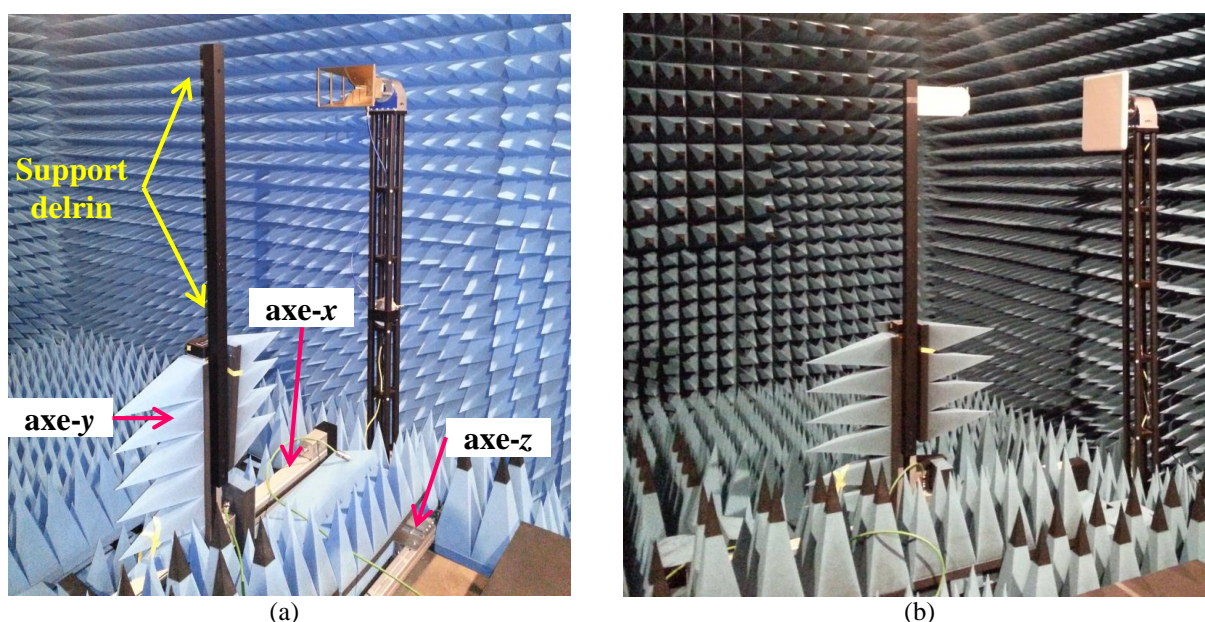


Fig. B-2 – Photographies du système de déplacement à trois axes : en (a) détails des axes et du support en delrin et en (b) le système couvert par absorbants lors du test de la section 4.4.1.

Pendant les tests, le tag a été généralement placé sur le support en delrin tandis que l'antenne du lecteur a été fixée sur l'un des supports de la chambre anéchoïque. A l'exception de la mesure de la section 4.3.2 où l'antenne lecteur a été positionnée sur le mât delrin du système de déplacement et le tag sur l'axe azimut de la chambre anéchoïque comme montré par la Fig. 4-13(c).

## B3. Antenne de référence lecteur

L'antenne de référence utilisée pour les tests du Chapitre 3 et des sections 4.2.1 et 4.3.2 est de type cornet, de polarisation linéaire parallèle à son plus petit côté et elle possède une large bande de fréquences s'étendant de 700 MHz jusqu'à 18 GHz [A.1]. Le modèle de l'antenne est le SAS-571 vendu par la société AH-system, Fig. B-3. Cette antenne est également l'antenne de référence pour les mesures des gains et directivités de la chambre anéchoïque du laboratoire IMEP-LAHC. Son diagramme de rayonnement à 868 MHz est présenté dans la Fig. B-4.

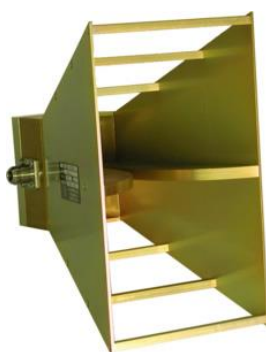


Fig. B-3 – Image de l'antenne de référence SAS-571.

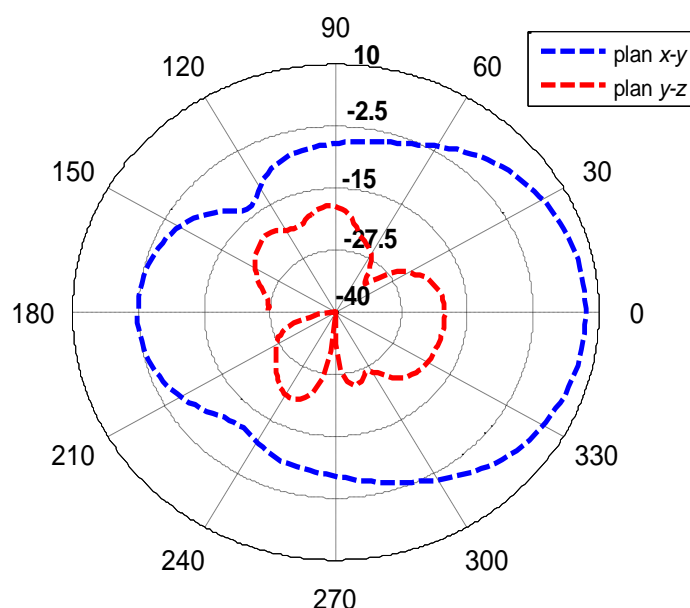


Fig. B-4 – Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne de référence à 868 MHz dans les plans  $x$ - $y$  et  $y$ - $z$ .

## B4. Antenne lecteur « M6 »

L'antenne « M6 » a été fournie dans le kit de développement de systèmes RFID UHF avec le lecteur « M6 ». Cette antenne est de type patch et dédiée aux applications RFID UHF pour la bande de fréquences 865 MHz – 960 MHz [A.2]. Elle possède une polarisation de type

circulaire main droite et selon les informations du fabricant un gain minimum de 7,5 dBi (gain de polarisation circulaire). Le diagramme de rayonnement mesuré pour cette antenne à 868 MHz est présenté dans la Fig. B-5.

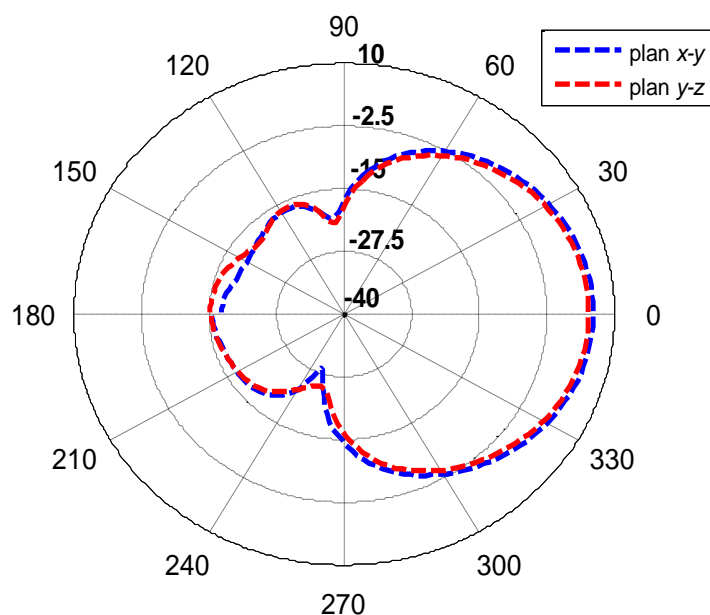


Fig. B-5 – Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne « M6 » à 868 MHz dans les plans  $x$ - $y$  et  $y$ - $z$ .

Le gain linéaire (dans le plan  $x$ - $y$ ) mesuré de l'antenne de référence et de l'antenne « M6 » sont présentés par la Fig. B-6.

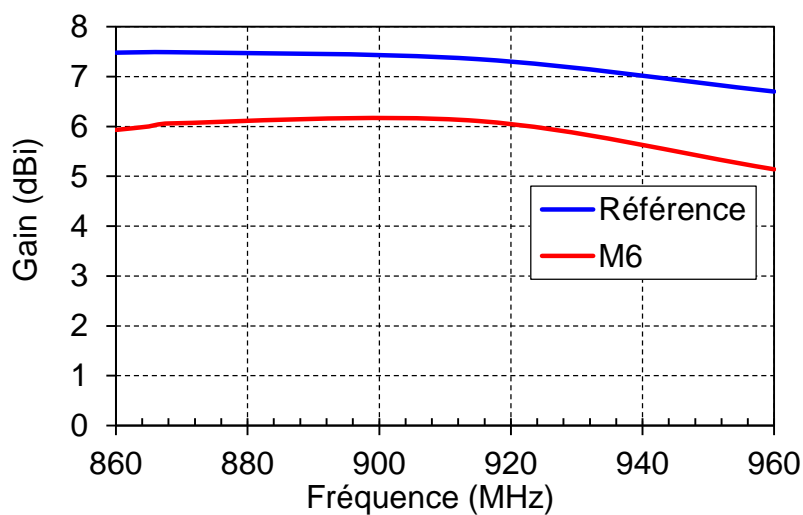


Fig. B-6 – Gain mesuré de l'antenne référence et de l'antenne « M6 ».



# Annexe C : Caractéristiques géométriques des antennes tags conçues

Dans cette annexe nous présentons des informations complémentaires concernant les tags présentés au Chapitre 3.

## C1. Premier design

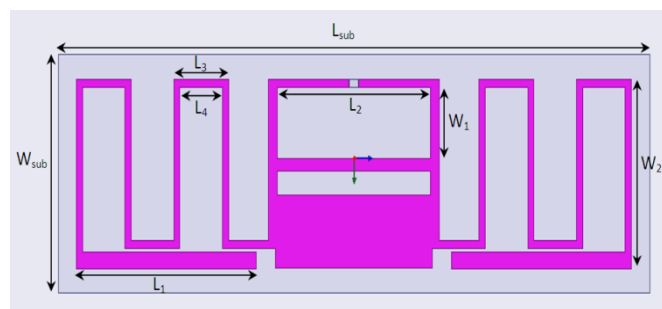


Fig. C-1 – Géométrie du premier design de tag champ proche et champ lointain.

TABLEAU C-1 – PARAMETRES GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE DU TAG DE LA FIG. C-1.

$L_{sub}$ (mm)	$L1$ (mm)	$L2$ (mm)	$L3$ (mm)	$L4$ (mm)	$W_{sub}$ (mm)	$W1$ (mm)	$W2$ (mm)
68	20,7	17,6	6,3	4,9	19,7	7,6	15,7

## C2. Second design

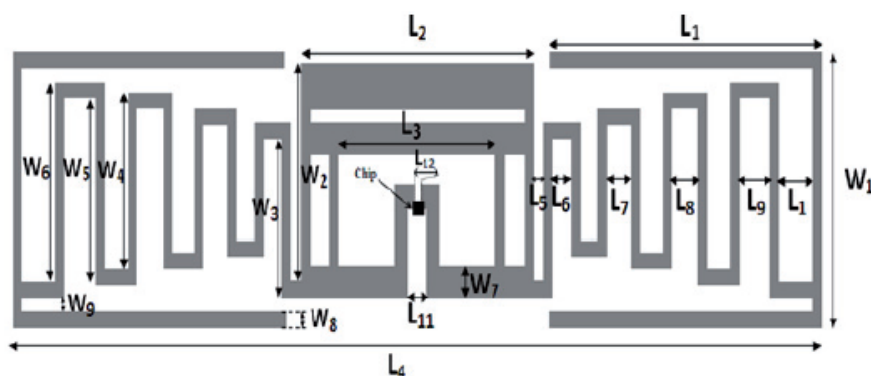


Fig. C-2 – Géométrie du second design de tag champ proche et champ lointain.

TABLEAU C-2 – PARAMETRES GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE DU TAG DE LA FIG. C-2.

Paramètre	(mm)	Paramètre	(mm)	Paramètre	(mm)	Paramètre	(mm)
$L1$	24,6	$L6$	2	$L12$	0,5	$W5$	7
$L2$	21	$L7$	2,5	$W1$	9,5	$W6$	7,5
$L3$	16	$L8$	2,5	$W2$	7,5	$W7$	1
$L4$	73	$L9$	3	$W3$	6	$W8$	0,5
$L5$	1	$L11$	2	$W4$	6,5	$W9$	0,5

### C3. Tag « T2 »

L'antenne du tag « T2 » a été conçue sur un substrat diélectrique à faibles pertes (tangente  $\delta = 0,009$ ) de type Rogers RT/Duroid 5880 avec une constante diélectrique de 2,2 et d'épaisseur de 0,787 mm.

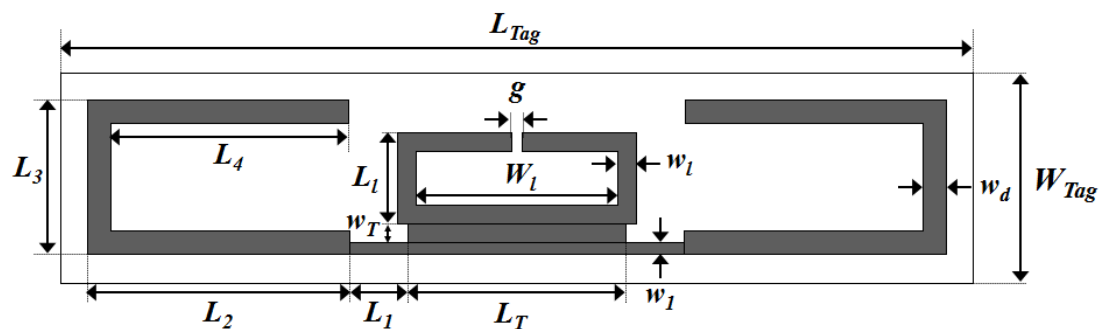


Fig. C-3 – Géométrie du tag « T2 ».

TABLEAU C-3 – PARAMETRES GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE DU TAG « T2 ».

Paramètre	(mm)	Paramètre	(mm)	Paramètre	(mm)
$L_{Tag}$	96	$L3$	16,2	$w_l$	2
$L1$	9,5	$L4$	25	$w_d$	2,5
$L_T$	23	$g$	1,2	$w_T$	2
$L1$	6,1	$W_{Tag}$	22	$w1$	1,2
$L2$	27,6	$Wl$	21,2		

## C4. Tag « dipôle plié »

L'antenne du tag « dipôle plié » a été conçue sur un substrat diélectrique de type Rogers 4003 d'épaisseur 0,787 mm présentant une constante diélectrique de 3,55 et une tangente de pertes de 0,0027.

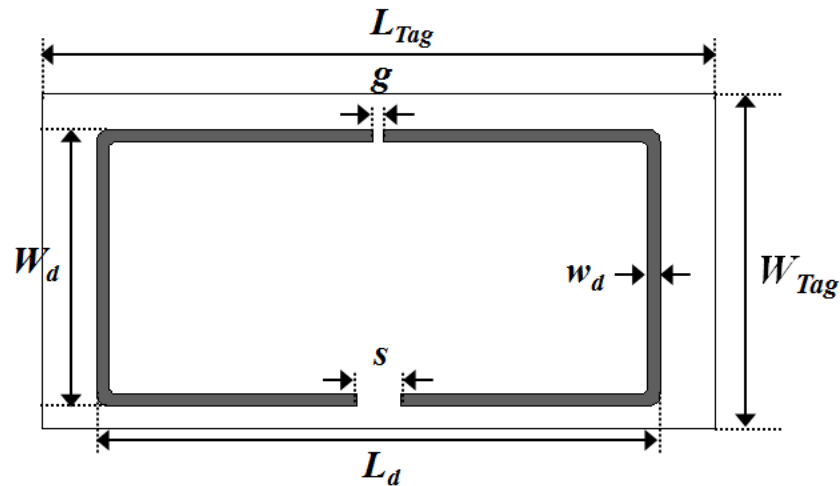


Fig. C-4 – Géométrie du tag « dipôle plié ».

TABEAU C-4 - PARAMETRES GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE DU TAG « DIPOLE PLIE ».

$g$ (mm)	$L_{tag}$ (mm)	$L_d$ (mm)	$s$ (mm)	$W_{tag}$ (mm)	$W_d$ (mm)	$w_d$ (mm)
1,2	80	67	5,2	40	33	1,5

La Fig. C-5 montre la photographie des tags présentés dans cette annexe.



« premier antenne tag CP/CL »



« second antenne tag CP/CL »



« dipôle plié »



« T2 »

Fig. C-5 – Les photographies des tags présentés dans l'Annexe C.

## Références

- [A.1] A.H. Systems, « Antenne cornet de référence », disponible sous l'adresse :  
[http://www.ahsystems.com/Datasheets/SAS-571\\_Horn\\_Antenna\\_Datasheet.pdf](http://www.ahsystems.com/Datasheets/SAS-571_Horn_Antenna_Datasheet.pdf)
- [A.2] MTI Wireless Edge, « Antenne M6 », disponible sous l'adresse :  
<http://www.mtiwe.com/?CategoryID=276&ArticleID=279>.

# Liste de publications

## *Revue internationales avec comité de lecture*

- 1) **A.C. de Souza**, Y. Duroc, T.P. Vuong et A. Luce, « Quantitative evaluation of power transfer efficiency of UHF RFID passive systems », *Electronics Letters*, vol. 51, no 12, pp. 932-933, June 2015.
- 2) M. Dhaouadi, M. Mabrouk, T.P. Vuong, **A.C. de Souza**, A. Ghazel, « Broadband UHF tag antenna for near-field and far-field RFID communications », *Radioengineering Journal*, vol. 23, no 4, pp. 1026–1032, December 2014.

## *Colloques internationaux avec comité de lecture*

- 3) **A. C. de Souza**, Y. Duroc, T.P. Vuong, A. Luce, « Impedance characterization of UHF RFID IC and tag performance », *IEEE EuCAP 2015*, April 2015.
- 4) M. Dhaouadi, M. Mabrouk, T. P. Vuong, **A. C. de Souza** and A. Ghazel, « A Capacitively-loaded Loop Antenna for UHF Near-field RFID Reader Applications », *IEEE RWS*, pp. 193-195, January 2015.
- 5) T.-P. Dong, M.-T. Le, Q.-C. Nguyen, **A. C. de Souza**, and T.-P. Vuong, « Circularly polarized passive UHF RFID Tag on Wall for Indoor Object Identification and Localization », *IEEE ATC*, pp. 48-53, October 2014.
- 6) **A.C. de Souza**, Y. Duroc, T.P. Vuong et A. Luce, « Normalized power calculation to UHF RFID passive tags characterization », *IEEE Brasil RFID*, pp. 54-56, September 2014.
- 7) M. Dhaouadi, M. Mabrouk, T.P. Vuong, **A.C. de Souza**, A. Ghazel, « UHF tag antenna for near-field and far-field RFID applications », *IEEE WAMICON*, pp. 1–4, June 2014.
- 8) **A.C. de Souza**, Y. Duroc, T.P. Vuong and A. Luce, « A near-field and far-field antenna for UHF RFID applications », *IEEE-APS APWC*, pp.1240-1243, September 2013.

## *Colloque national avec comité de lecture*

- 9) **A.C. de Souza**, Y. Duroc, T.P. Vuong, A. Luce et J. Perdereau, « Antenne RFID UHF pour l'application en champ proche et champ lointain », 18ème Journées Nationales Microondes, Paris, Mai 2013.

## *Conception d'antennes et méthode de caractérisation des systèmes RFID UHF en champ proche et en champ lointain*

### Résumé

La technologie d'identification par radiofréquence (RFID) a eu un essor très important ces dernières années notamment grâce à sa configuration polyvalente et aux innombrables possibilités d'intégration offertes par cette technologie notamment avec l'apparition d'un nouveau contexte applicatif celui des objets connectés. Depuis quelques années, des applications de la RFID UHF en champ proche ont été particulièrement développées afin de surmonter les problèmes liés à la dégradation de lecture des tags lorsqu'ils sont placés dans des milieux fortement perturbateurs.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse s'intéressent à l'étude de la technologie RFID UHF en zones de champ proche et de champ lointain. Les études portent plus particulièrement sur la conception d'antennes lecteur et d'antennes tag ainsi que sur les méthodes de caractérisation des systèmes RFID en zones de champ proche et de champ lointain. Une étude sur les caractéristiques des champs rayonnées par une antenne est réalisée afin de souligner les critères les plus pertinents en vue de concevoir des antennes pour les lecteurs RFID, performantes en zone de champ proche. A partir de l'état de l'art sur les antennes tags et les méthodologies de conception classiques, une nouvelle approche de conception est développée qui vise à améliorer la conception d'antennes tags en intégrant une vision appropriée pour tenir compte du niveau de puissance espéré dans une application donnée. Enfin avec pour objectif la caractérisation des tags RFID UHF, d'une part une approche est proposée permettant l'identification de familles de tags, et d'autre part, une procédure innovante pour la mesure de l'efficacité du transfert de puissance est proposée et validée expérimentalement.

### Mots-clés

RFID UHF, conception d'antenne, conception tag RFID UHF passif, caractérisation de système RFID UHF, champ proche, champ lointain, mesure d'antenne, caractérisation de puce RFID.

## *Antenna design and characterization method of near-field and far-field UHF RFID systems*

# Abstract

The Radiofrequency Identification technology (RFID) has had a huge growth these last years, due to its versatility and the uncountable possibilities to integrate this technology in many different application (tracking and inventory of goods, access control, supply chain, etc.), and in particular the brand new context of internet of things projects. For some years, the near field UHF RFID applications has been developed in order to overcome the problems related to degradations of tag's read range when needing to use it in a perturbing environment.

The research work presented in this thesis come as a study of the UHF RFID in near field and far field zones. This study focus more particularly on the design of reader and tag antennas and on the characterization method in near field and far field zones. A study on the characteristics of fields outgoing from an antenna has been made, in order to underline the important criteria for the design of performant UHF RFID reader antennas in near field zone. From the state of art about tag antennas design and classical methodologies, we propose a new approach that aims improving the design of tag antennas in a more suitable point of view that is getting the expected power level in a given application. Finally, with an objective to characterize UHF RFID tags, we first propose a new approach enabling the identification of tag families, and then propose a new innovating power transfer efficiency measurement procedure, that has been validated experimentally.

## Keywords

UHF RFID, antenna design, UHF RFID tag antenna design, UHF RFID system characterization, near-field, far-field, antenna measurement, RFID chip characterization.